

Électrocinétique

Chapitre 2

Circuits électroniques

Circuits électroniques

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à la partie plus électronique de l'électrocinétique. Il s'agira d'un chapitre essentiellement constitué de révisions mais nous verrons, dans la partie consacrée à l'amplificateur opérationnel, quelques nouvelles notions.

Ce chapitre sera divisé en deux parties de longueurs très inégales : la première sur l'amplificateur opérationnel, la deuxième sur la diode.

Table des matières

Biographies succinctes	6
I Amplificateur opérationnel	7
I-1 Version idéale	7
I-1 <i>·i</i> schéma et convention	7
I-1 <i>·ii</i> caractéristique	7
I-1 <i>·iii</i> deux régimes de fonctionnement	8
quels sont-ils ?	8
comment savoir	8
I-1 <i>·iv</i> limitations	9
I-2 Montages usuels	9
I-2 <i>·i</i> suiveur	10
I-2 <i>·ii</i> amplificateurs	10
amplificateur inverseur	10
amplificateur non inverseur	11
I-2 <i>·iii</i> dérivateur, intégrateur	11
intégrateur théorique	11
intégrateur réel – pseudo intégrateur	12
dérivateurs	13
I-2 <i>·iv</i> comparateurs	14
comparateur simple	14
comparateur à hystérésis	15
I-3 Version réelle	15
I-3 <i>·i</i> modélisation des défauts	15
I-3 <i>·ii</i> équation différentielle vérifiée par $u_s(t)$	16
I-3 <i>·iii</i> comment trouver le régime de fonctionnement dans un cas inconnu ?	16
I-4 Stabilité d'un montage non inverseur	17
I-4 <i>·i</i> approche qualitative	17
I-4 <i>·ii</i> montage stable	18
analyse	18
loi de fonctionnement	18
discussion	18
retrouver l'AO idéal	19
I-4 <i>·iii</i> montage instable	19
rien à refaire	19
discussion	20
I-5 Multivibrateur astable, version 1	20
I-5 <i>·i</i> schéma de principe	20
I-5 <i>·ii</i> montage et analyse	20
I-5 <i>·iii</i> étude du comparateur	21
montage	21
saturation haute	21
saturation basse	21
représentation graphique	21
I-5 <i>·iv</i> intégrateur	22
I-5 <i>·v</i> assemblage	23
qualitativement	23
évolution temporelle de $v_{s,2}(t)$	23

I.5.vi	représentation temporelle	23
	chronogrammes	23
	période	24
	avantages	24
I.6	Multivibrateur astable, version 2	24
I.6.i	montage et principe	25
I.6.ii	analyse qualitative du régime de fonctionnement	25
I.6.iii	analyse détaillée du régime de fonctionnement	25
	équation vérifiée par $V_s(t)$	25
	stabilité	26
I.6.iv	astabilité	27
I.6.v	fonctionnement complet	27
	continuité et basculements	27
	évolutions	27
I.6.vi	représentation temporelle	28
	chronogramme	28
	période	28
I.7	Oscillateur sinusoïdal	29
I.7.i	montage	29
I.7.ii	fonction de transfert du filtre	29
I.7.iii	association	30
I.7.iv	condition d'accrochage	31
	d'après la loi de fonctionnement	31
	comment faire en pratique?	31
II	Diode	32
II.1	Présentation	32
II.1.i	symbole, convention et caractéristique	32
	diode réelle	32
	en vrai c'est une photodiode	32
II.1.ii	modélisation	33
	diode idéale	33
	diode idéale à tension de seuil non nulle	33
	diode linéarisée	34
	méthode pour étudier un circuit à diode	34
II.2	Redresseurs	35
II.2.i	simple alternance avec seuil	35
	circuit à connaître	35
	représentation graphique	35
II.2.ii	simple alternance sans seuil	36
	circuit à connaître	36
	représentation graphique	36
II.2.iii	double alternance avec seuil	36
	circuit à connaître	37
	représentation graphique	37
II.3	Détecteur de crêtes	37
II.3.i	avec seuil	37
	circuit à connaître	37
	représentation graphique	38
II.3.ii	sans seuil	38

circuit à connaître	38
représentation graphique	38
Fiche de révision	39

Biographies succinctes



Max WIEN

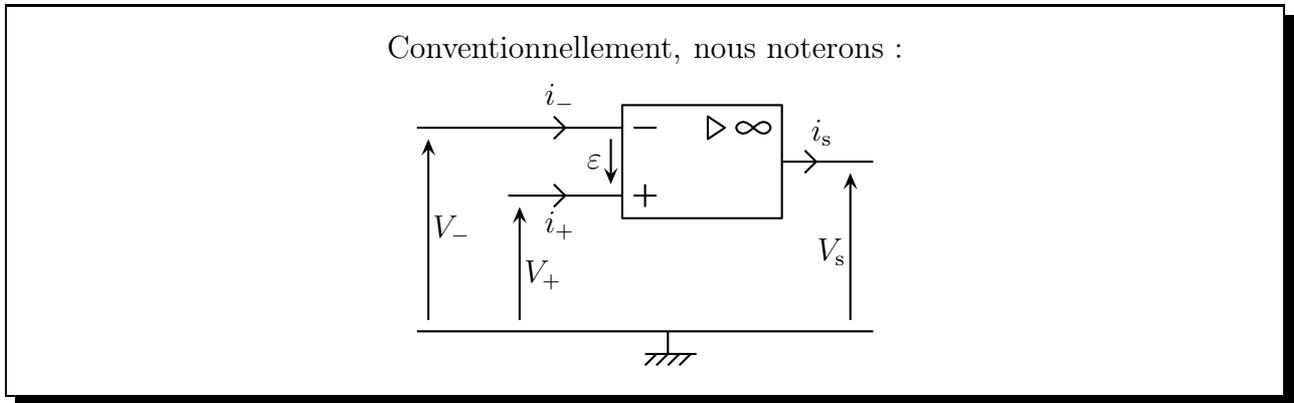
(1866 Königsberg – 1938 Iéna)

Max WIEN fut un physicien allemand directeur de l'Institut de Physique de l'Université d'Iéna. Il mit au point un générateur d'oscillations électromagnétiques et inventa un pont en électrocinétique qui permit à William HEWLETT (co-fondateur de Hewlett-Packard) de créer le premier de ce que nous appellerions maintenant un GBF. Max était le cousin de Wilhelm WIEN qui donna son nom à la loi éponyme sur le rayonnement du corps noir. Max eu SCHRÖDINGER comme assistant quelques années et ce dernier, dans son autobiographie, décrit Max comme « modérément antisémite ».

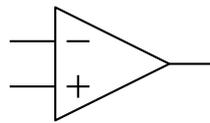
I – Amplificateur opérationnel

I.1 – Version idéale

I.1.i – schéma et convention



◇ Il existe, parfois, dans des sujets, des vieilles représentations d'AO (utilisées encore dans les logiciels ou chez les anglo-saxons)



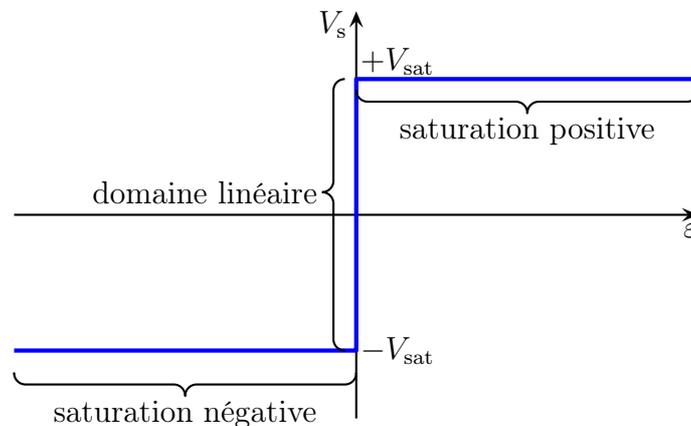
Pour un AO idéal, nous avons :

- des courants de polarisation nuls, soit $i_+ = i_- = 0$;
- une tension de décalage nulle, soit $V_d = 0$;
- une amplification statique infinie, soit $\mu_0 = \infty$.

⊛ Attention de ne pas confondre « idéal » et « en régime linéaire ».

I.1.ii – caractéristique

◇ Pour un AO idéal, la caractéristique est la suivante



◇ Remarquons qu'ici, contrairement aux signaux rectangulaires, il *faut* dessiner le trait vertical car il est possible que le point de fonctionnement soit « dessus ».

I.1.iii – deux régimes de fonctionnement

★ quels sont-ils ?

- ◇ Quel que soit le régime de fonctionnement d'un AO, réel ou idéal, il y a deux grandeurs pertinentes (ε et V_s) et il y a **toujours** une et une seule loi à écrire, soit pour ε , soit pour V_s , soit une expression qui relie les deux.
- ◇ Le régime linéaire d'un AO **idéal** donne :
 - $\varepsilon = 0$ est la grandeur connue et $-V_{\text{sat}} \leq V_s \leq +V_{\text{sat}}$ est la grandeur inconnue ;
 - l'ensemble du circuit est un montage linéaire donc il est possible d'utiliser la notation complexe.
-  Attention ! Un AO *réel* et en régime linéaire ne permet **pas** d'écrire $\varepsilon = 0$.
- ◇ Il y a aussi le régime non linéaire qui donne, pour un AO idéal :
 - $V_s = +V_{\text{sat}}$ est la grandeur connue est $\varepsilon > 0$ est la grandeur inconnue ;
 - $V_s = -V_{\text{sat}}$ est la grandeur connue est $\varepsilon < 0$ est la grandeur inconnue ;
 - l'ensemble du circuit est un montage non linéaire donc *a priori* adieu théorème de superposition.
- ◇ Il est parfois possible d'utiliser la notation complexe avec un AO en régime non linéaire lorsqu'il est certain que l'AO ne change pas de type de saturation.

★ comment savoir

🕒 une rétroaction

Une *rétroaction* est une chaîne de dipôles reliant la sortie de l'amplificateur à l'entrée sans passer par la masse.

- ◇ Qualitativement, il ne faut pas oublier la loi suivante.

Une rétroaction négative a tendance à stabiliser un dispositif, alors qu'une rétroaction positive a tendance à le déstabiliser.

🕒 cas facile

S'il n'y a pas de rétroaction sur l'entrée inverseuse, alors l'AO est en régime de saturation.

- ◇ En « vrai », il est possible d'avoir un régime linéaire sans rétroaction négative mais cela demande d'avoir des générateurs stables à mieux que 1 mV, ce dont nous ne disposons pas en TP.

🕒 cas souvent facile

S'il y a une rétroaction sur l'entrée inverseuse et pas de rétroaction sur l'entrée non inverseuse, alors l'AO est en régime linéaire.

- ◇ Il ne faut pas oublier la célèbre exception avec l'effet de dérive du montage « intégrateur ».
- ◇ Rappelons que cette exception est due au fait que l'impédance de la chaîne de rétroaction peut devenir infinie à $\omega = 0$; une impédance infinie, c'est un circuit ouvert ; un circuit ouvert, c'est une non-rétroaction.

🔗 cas inconnu

- ◇ S'il y a deux rétroactions, *a priori* il n'est pas possible de connaître le régime de fonctionnement d'un claquement de doigt ; c'est pourquoi il faut :
- faire appel à son bon sens (par exemple tous les montages de type filtre ont des AO qui fonctionnent en régime linéaire) ;
 - regarder si l'énoncé nous impose une certaine hypothèse ;
 - faire l'étude complète comme nous le verrons dans la suite.

I.1.iv – limitations

- ◇ Il s'agit de limitations technologiques à connaître pour les TP mais rarement (jamais?) étudiées formellement.

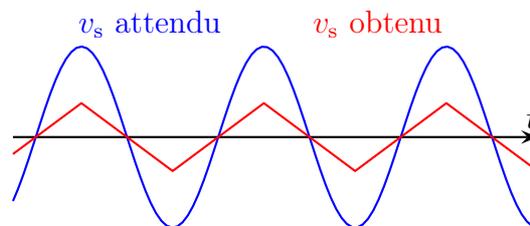
L'intensité du courant de sortie d'un AO est limité :

$$|i_s| \leq i_{\max} \quad \text{avec} \quad i_{\max} \sim 20 \text{ mA}$$

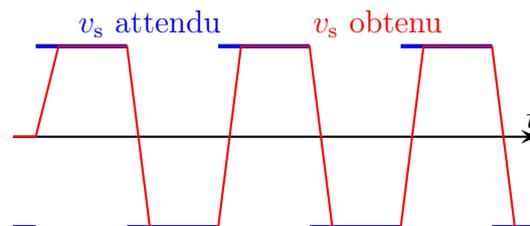
Le potentiel de sortie d'un AO ne peut pas varier instantanément. Le taux de variation limite est appelé le *slew rate*.

$$\left| \frac{dV_s}{dt}(t) \right| \leq \sigma \quad \text{avec} \quad \sigma \sim 0,5 \text{ à } 10 \text{ V} \cdot \mu\text{s}^{-1}$$

- ◇ C'est ainsi que si la fréquence est trop grande, il y a risque de *triangularisation du signal*.

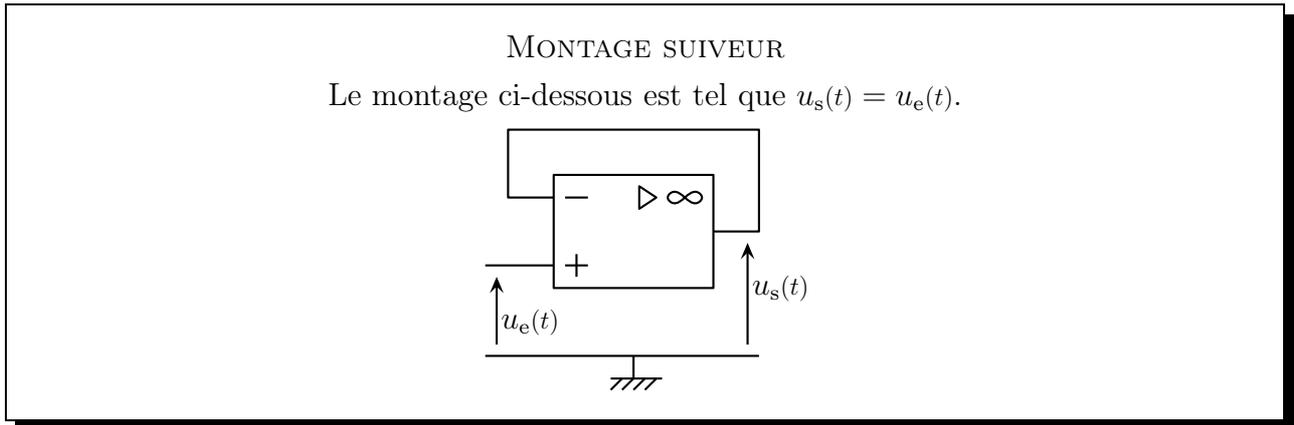


- ◇ D'ailleurs, avec un signal rectangulaire en entrée d'un suiveur, il devrait y avoir un signal rectangulaire en sortie aussi, mais ce n'est pas le cas à cause du slew rate.



I.2 – Montages usuels

I.2.i – suiveur



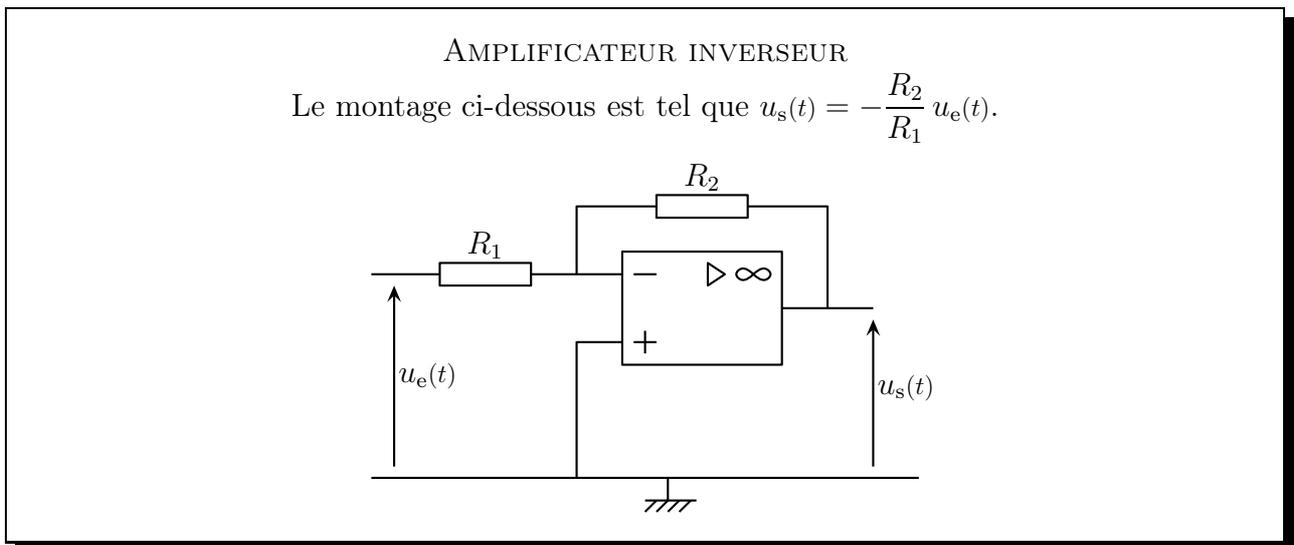
⊘ Attention ! Il y a souvent des erreurs dans ce montage : l'entrée non inverseuse n'est pas reliée à la masse.

◇ Outre son utilité pour relier différents étages de montages entre eux, ce montage permet de vérifier très vite si un AO fonctionne ou non.

I.2.ii – amplificateurs

★ amplificateur inverseur

🕒 montage à connaître



🕒 étude

◇ Analyse :

- il y a une unique rétroaction négative donc l'AO fonctionne en régime linéaire ;
- comme il y a un AO nous allons privilégier l'approche nodale ;
- il y a deux potentiels inconnus V_- et V_s , donc nous n'aurons besoin que de deux lois : la loi de fonctionnement de l'AO et une loi des nœuds en terme de potentiel.

◇ Ici comme l'AO est idéal et en régime linéaire, nous avons

$$\varepsilon = 0 \quad \rightsquigarrow \quad V_+ = V_-$$

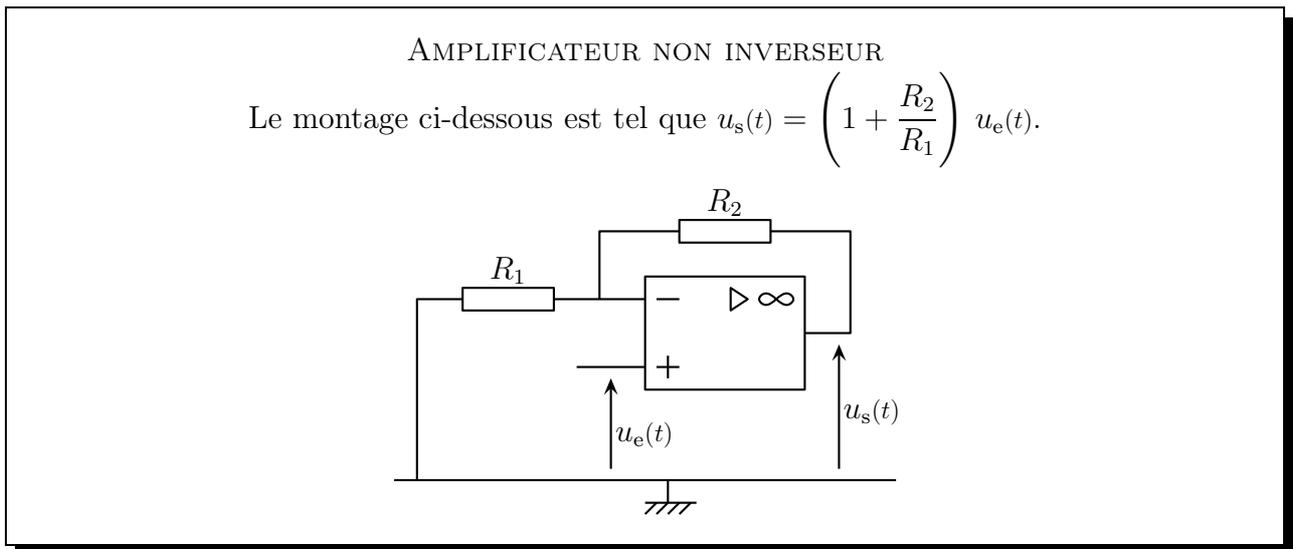
◇ De plus, par montage, nous avons

$$V_+ = 0 \quad \rightsquigarrow \quad V_- = 0$$

◇ La loi des nœuds en terme de potentiel à l'entrée inverseuse de l'AO donne (en remplaçant tout de suite V_- par 0)

$$\frac{u_e(t) - 0}{R_1} + \frac{u_s(t) - 0}{R_2} - \underbrace{0}_{i_-} = 0 \quad \rightsquigarrow \quad u_s(t) = -\frac{R_2}{R_1} u_e(t)$$

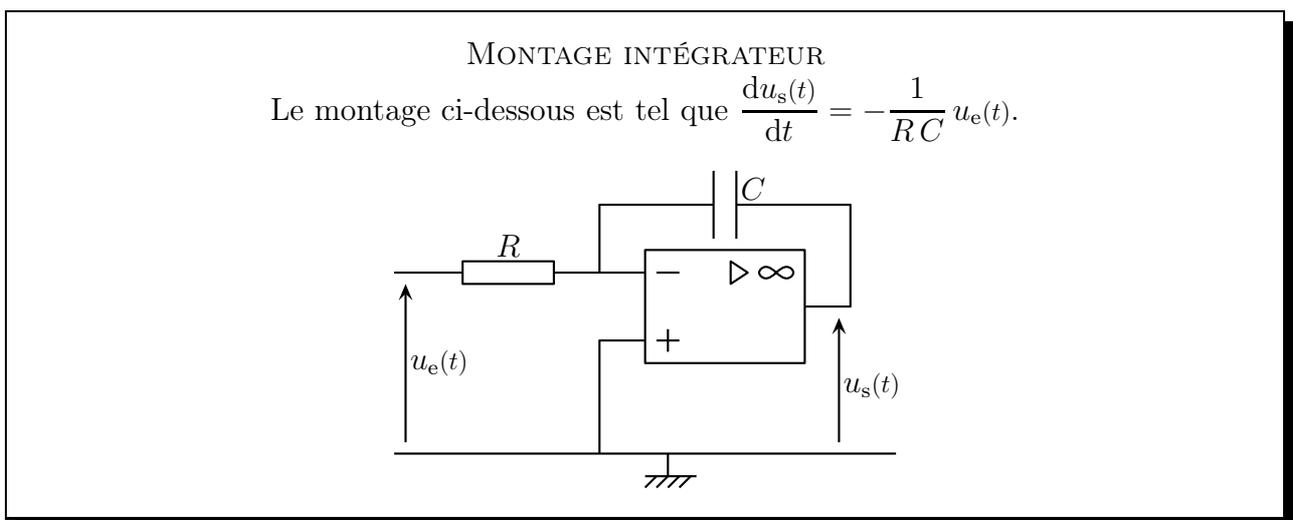
★ amplificateur non inverseur



I.2.iii – dérivateur, intégrateur

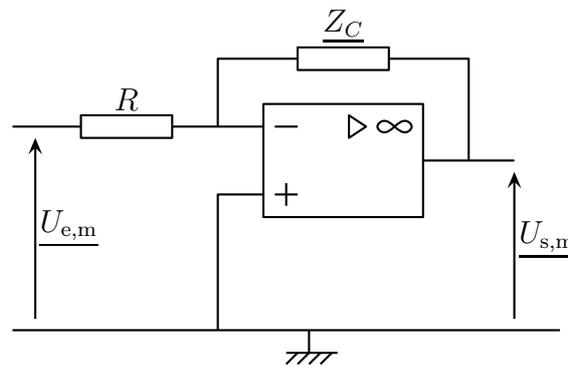
★ intégrateur théorique

🕒 montage à connaître



🕒 étude

◇ L'étude est très simple car, en version « régime sinusoïdal forcé », le montage se réduit à :



◇ Nous avons donc immédiatement

$$\underline{U_{s,m}} = -\frac{Z_C}{R} \underline{U_{e,m}} \quad \rightsquigarrow \quad \underline{U_{s,m}} = -\frac{1}{jRC\omega} \underline{U_{e,m}}$$

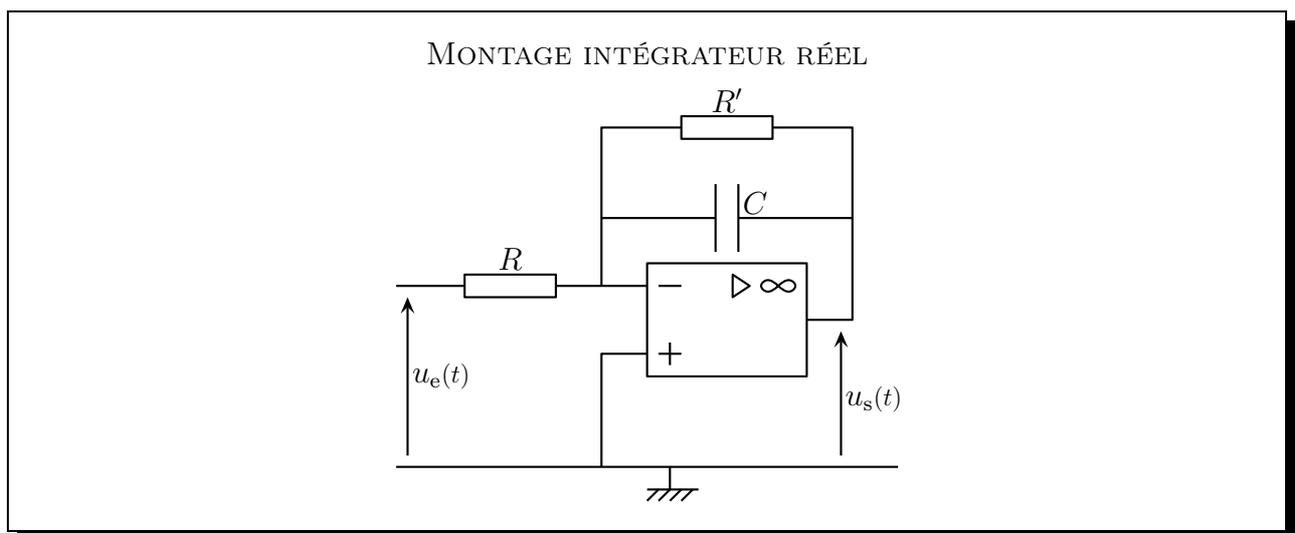
◇ En notation réelle, cela donne

$$j\omega \underline{U_{s,m}} = -\frac{1}{RC} \underline{U_{e,m}} \quad \rightsquigarrow \quad \frac{d^2 u_s}{dt^2}(t) = -\frac{1}{RC} u_e(t)$$

★ intégrateur réel – pseudo intégrateur

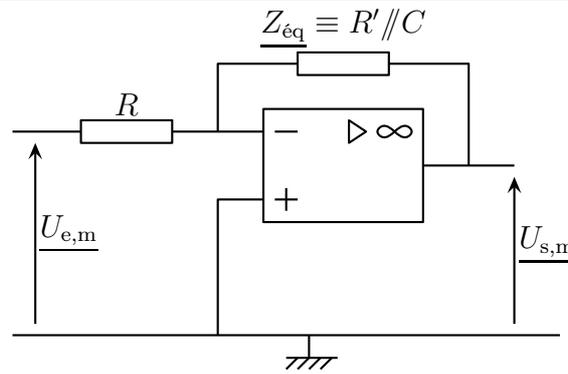
🕒 montage à connaître

◇ En pratique, pour éviter que les effets de dérive rendent inutilisable le montage il faut, en TP, rajouter une résistance en parallèle du condensateur.



🕒 étude

◇ Là aussi, l'étude est très simple car, en version « régime sinusoïdal forcé », le montage se réduit à :



◇ Nous avons ainsi, parce qu'il s'agit d'un inverseur généralisé,

$$\underline{U_{s,m}} = -\frac{Z_{\text{éq}}}{R} \underline{U_{e,m}} \quad \text{avec} \quad Z_{\text{éq}} = \frac{R'}{1 + j R' C \omega} \quad \rightsquigarrow \quad \underline{U_{s,m}} = -\frac{R'}{R} \times \frac{1}{1 + j R' C \omega} \underline{U_{e,m}}$$

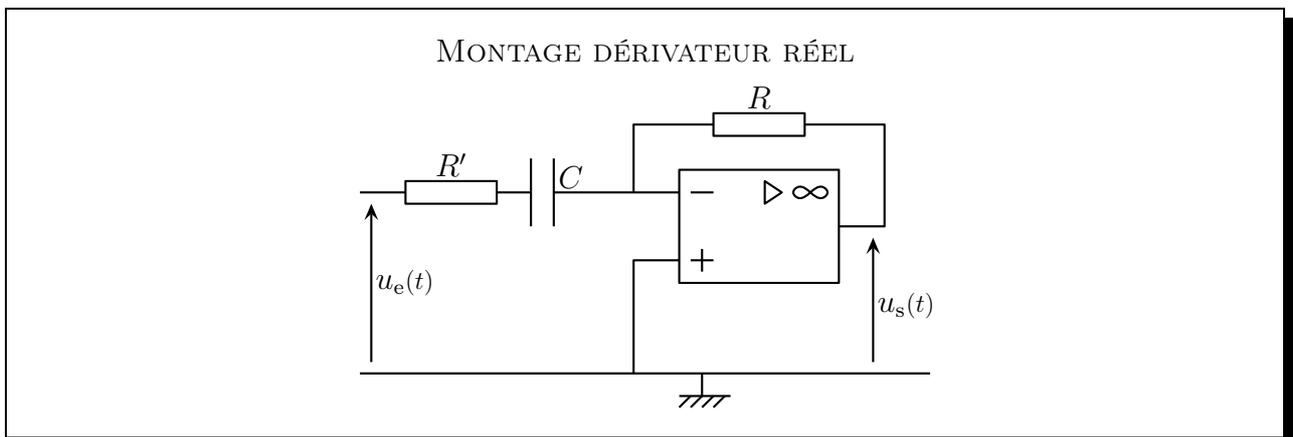
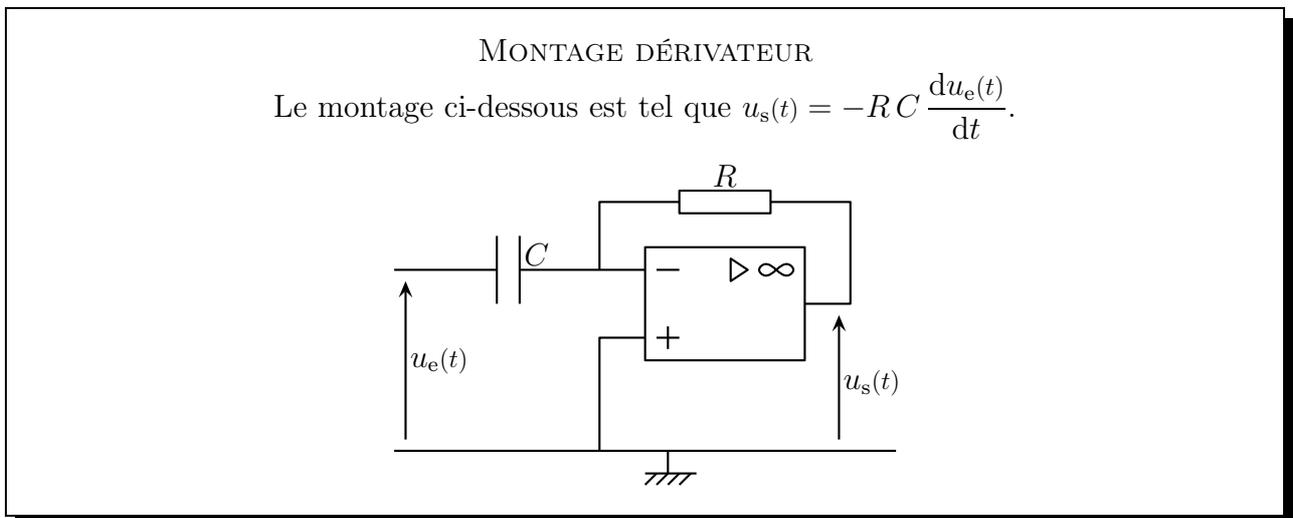
◇ Ce n'est **pas** un montage intégrateur puisque $\underline{U_{s,m}} \not\propto \frac{1}{j\omega} \underline{U_{e,m}}$.

◇ Toutefois, si $\omega R' C \gg 1$, la fonction de transfert devient

$$\underline{U_{s,m}} = -\frac{R'}{R} \times \frac{1}{j R' C \omega} \underline{U_{e,m}} \quad \rightsquigarrow \quad \underline{U_{s,m}} = -\frac{1}{j R C \omega} \underline{U_{e,m}}$$

★ dérivateurs

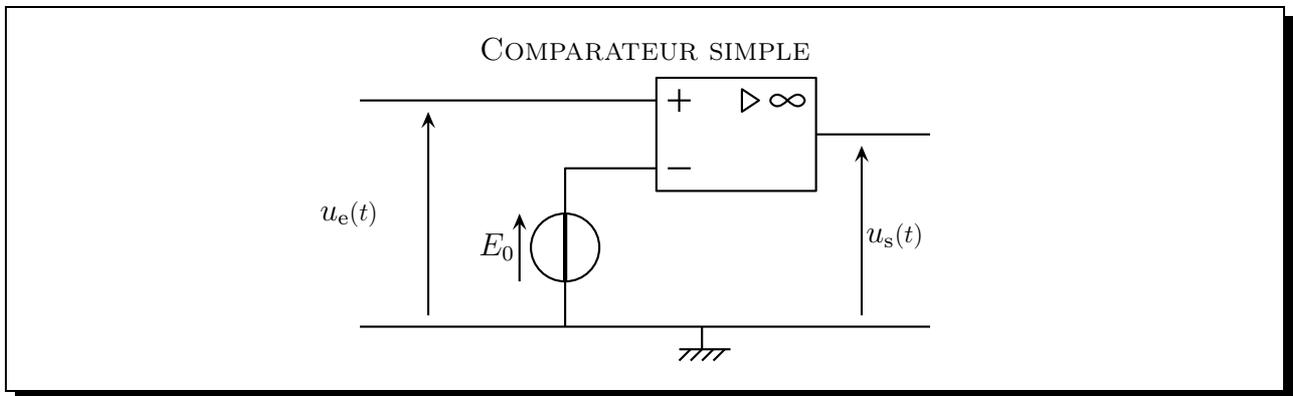
◇ C'est comme pour l'intégrateur : il y a le montage théorique et celui qu'il vaut mieux utiliser en TP.



I.2.iv – comparateurs

★ comparateur simple

🕒 montage à connaître



🕒 méthodologie

- ◇ Il s'agit ici d'un AO en régime non linéaire (pas de rétroaction sur l'entrée inverseuse).
- ◇ Pour l'étudier, nous allons faire « comme d'habitude », à savoir des hypothèses.

Pour un AO idéal en régime non linéaire :

hypothèse	« à poser »	« à vérifier »
saturation haute	$V_s = +V_{\text{sat}}$	$\varepsilon > 0$ ou $V_+ > V_-$
saturation basse	$V_s = -V_{\text{sat}}$	$\varepsilon < 0$ ou $V_+ < V_-$

🕒 étude

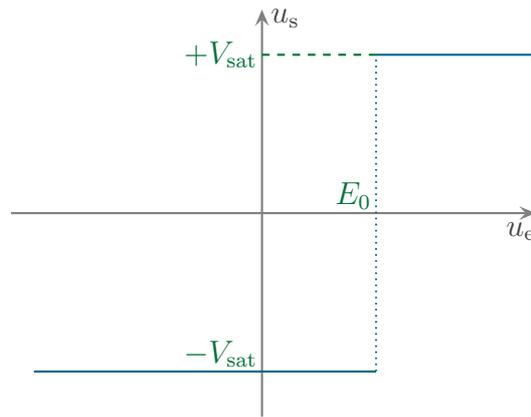
- ◇ Supposons $V_s = +V_{\text{sat}}$.
- ◇ L'AO reste en saturation haute tant que

$$\varepsilon > 0 \quad \rightsquigarrow \quad V_+ - V_- > 0 \quad \rightsquigarrow \quad u_e(t) > E_0$$

- ◇ De même l'AO est en saturation basse tant que

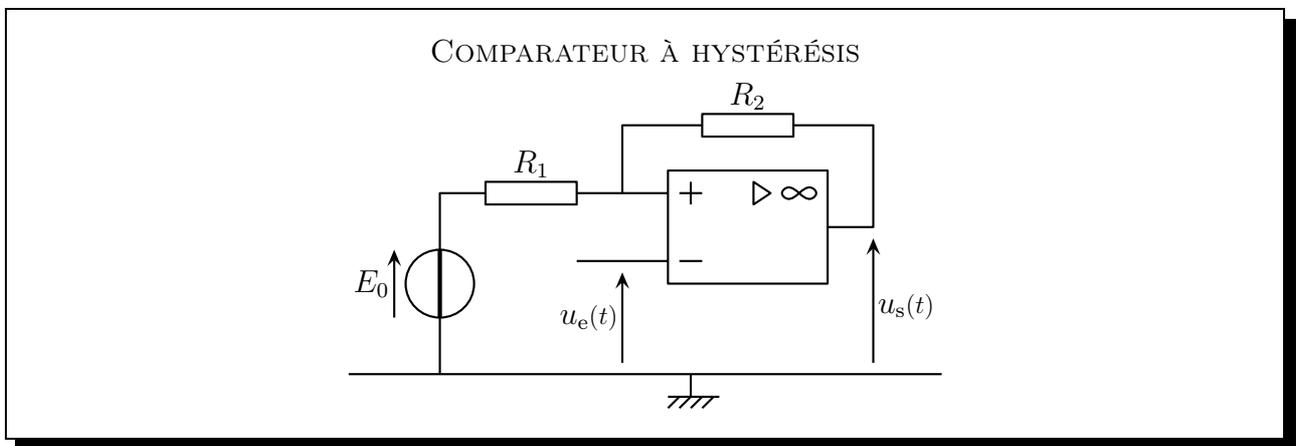
$$\varepsilon < 0 \quad \rightsquigarrow \quad V_+ - V_- < 0 \quad \rightsquigarrow \quad u_e(t) < E_0$$

- ◇ Tout compte fait, lorsque nous traçons u_s en fonction de u_e nous obtenons



◇ Ici, la ligne verticale est bien tracée en pointillés, car il n'est pas possible qu'un point de fonctionnement soit dessus.

★ **comparateur à hystérésis**



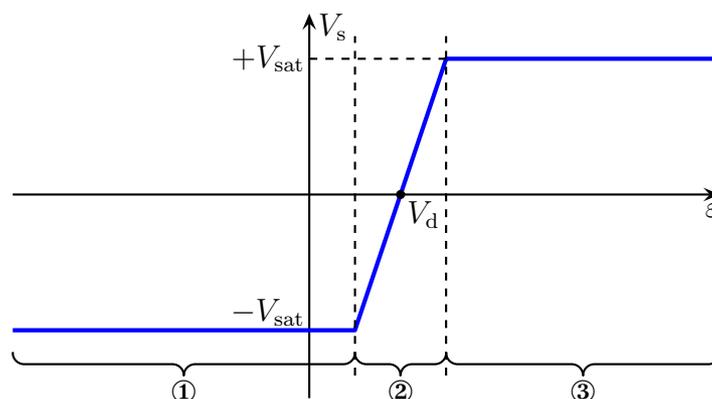
◇ Dans ce montage, les résistances R_1 et R_2 permettent de faire varier la largeur du cycle alors que E_0 permet de translater le cycle.

☞ *Remarque.* Pour retenir ce montage, c'est très simple : lorsque $E_0 = 0$ c'est un simple amplificateur non inverseur dont les bornes inverseuse et non inverseuse auraient été échangées.

I.3 – Version réelle

I.3.i – modélisation des défauts

◇ La caractéristique statique d'un AO réel est la suivante.



Pour un AO réel :

- la résistance de sortie est inférieure à 10Ω ;
- la résistance d'entrée est supérieure au $G\Omega$;
- les courants de polarisation i_+ et i_- ne sont pas nuls ;
- la tension de décalage V_d n'est pas nulle.

◇ Pour un AO *réel* nous avons :

- $V_s = \pm V_{\text{sat}}$ en régime de saturation, comme pour l'AO idéal ;
- $V_s = \mu (\varepsilon - V_d)$ en régime linéaire.

◇ Nous voyons donc bien que même si $V_d = 0$, un AO réel en régime linéaire **n'est pas tel que** $\varepsilon = 0$.

◇ De plus, le coefficient d'amplification change avec la fréquence.

L'amplificateur opérationnel est un composant du premier ordre. En régime linéaire

$$\underline{V_s} = \underline{\mu(j\omega)} (\underline{\varepsilon} - V_d) \quad \text{avec} \quad \underline{\mu(j\omega)} = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

$$\mu_0 \sim 10^5 ; \quad \omega_0 = 2\pi f_0 \quad \text{et} \quad f_0 \sim 10 \text{ Hz}$$

◇ Dans la suite et sauf précision contraire, quand nous considérerons l'AO comme réel, nous supposerons que son *seul* défaut est d'avoir une amplification non infinie qui dépend de la fréquence.

I.3.ii – équation différentielle vérifiée par $u_s(t)$

◇ Supposons que nous ayons un AO « réel » selon notre signification. Alors :

- $i_+ = i_- = 0$;
- $V_d = 0$.

◇ Dans ces conditions, la loi de fonctionnement de AO en régime linéaire s'écrit

$$\underline{V_s} = \underline{\mu(j\omega)} \times \underline{\varepsilon} \quad \rightsquigarrow \quad \underline{V_s} = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \times \underline{\varepsilon}$$

◇ Cela donne

$$\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_0}\right) \underline{V_s} = \mu_0 \underline{\varepsilon}$$

◇ Et en notation réelle

$$v_s(t) + \frac{1}{\omega_0} \frac{dv_s}{dt}(t) = \mu_0 \varepsilon(t)$$

◇ Il s'agit là d'une équation différentielle du premier ordre.

I.3.iii – comment trouver le régime de fonctionnement dans un cas inconnu ?

◇ La méthode qui suit est à utiliser soit :

- quand c'est explicitement demandé ;
- quand il y a deux rétroactions et que le bon sens ne permet pas de dire dans quel régime fonctionne l'AO.

◇ Méthode :

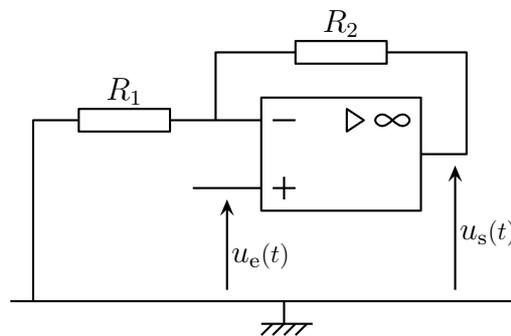
- ① supposer l'AO réel du premier ordre **et** en régime linéaire ($\underline{V}_s = \underline{\mu}(j\omega) \times \underline{\varepsilon}$);
- ② trouver l'équation différentielle vérifiée par $v_s(t)$;
- ③ discuter de la solution de cette équation différentielle.

◇ Notons aussi que certains montages comportant une rétroaction sur l'entrée inverseuse et une rétroaction sur l'entrée non inverseuse peuvent fonctionner soit en régime linéaire soit en régime non linéaire, suivant la valeur des composants.

I.4 – Stabilité d'un montage non inverseur

I.4.i – approche qualitative

◇ Reprenons le montage amplificateur non inverseur usuel.



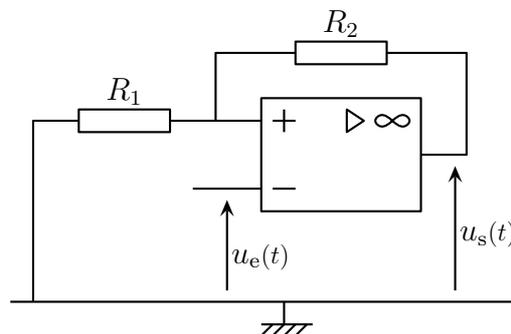
◇ Ici il y a une rétroaction négative, donc « stabilisante ».

◇ En effet, imaginons que suite à une perturbation électrique, ε augmente, alors

- $v_s(t)$ augmente;
- puis $v_-(t)$ augmente grâce à la rétroaction;
- puis ε diminue par définition même;
- et donc $v_s(t)$ rediminue.

◇ Il s'agit bien d'un montage stable.

◇ Permutons les deux entrées.



◇ Cette fois, si ε augmente suite à une perturbation électrique :

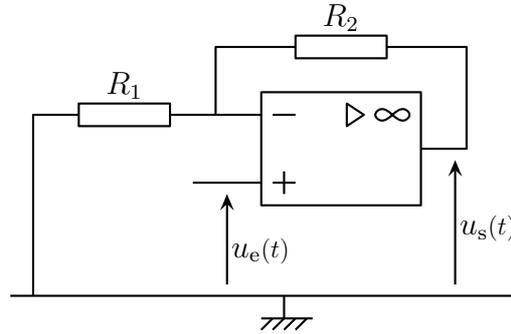
- $v_s(t)$ augmente;
- puis $v_+(t)$ augmente grâce à la rétroaction;
- puis ε augmente par définition même;
- et donc $v_s(t)$ augmente.

◇ C'est clairement un montage instable.

I.4.ii – montage stable

★ analyse

◇ Prenons le montage stable et *montrons* qu'il l'est.



◇ Pour cela nous devons trouver l'équation différentielle vérifiée par $v_s(t)$.

◇ Analyse :

- c'est un AO et nous cherchons un potentiel → approche nodale ;
- nous avons deux potentiels inconnus ($v_-(t)$ et $v_s(t)$) il nous faut donc deux lois :
 - une loi des nœuds en terme de potentiels à l'entrée inverseuse de l'AO ;
 - la loi de fonctionnement de l'AO $\underline{V}_s = \underline{\mu}(j\omega) \underline{\varepsilon}$.

★ loi de fonctionnement

◇ La loi des nœuds en terme de potentiel s'écrit, à l'entrée inverseuse,

$$\frac{0 - \underline{V}_-}{R_1} + \frac{\underline{V}_s - \underline{V}_-}{R_2} - 0 = 0 \quad \rightsquigarrow \quad \underline{V}_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \underline{V}_s \stackrel{\text{not}}{=} \beta \underline{V}_s$$

◇ La loi de fonctionnement de l'AO donne

$$\underline{V}_s = \underline{\mu}(j\omega) (\underline{V}_+ - \underline{V}_-) \quad \rightsquigarrow \quad \underline{V}_s = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \times (\underline{V}_e - \beta \underline{V}_s)$$

◇ En regroupant, nous arrivons à

$$\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_0}\right) \underline{V}_s = \mu_0 \underline{V}_e - \mu_0 \beta \underline{V}_s \quad \rightsquigarrow \quad \left(1 + \beta \mu_0 + j \frac{\omega}{\omega_0}\right) \underline{V}_s = \mu_0 \underline{V}_e$$

◇ En notation réelle, cela donne

$$(1 + \beta \mu_0) v_s(t) + \frac{1}{\omega_0} \frac{dv_s}{dt}(t) = \mu_0 u_e(t)$$

★ discussion

◇ Il s'agit ici d'une équation différentielle qui peut s'écrire sous la forme

$$\frac{dv_s}{dt}(t) + (1 + \beta \mu_0) \omega_0 v_s(t) = \mu_0 \omega_0 u_e(t) \quad \rightsquigarrow \quad \frac{dv_s}{dt}(t) + \frac{1}{\tau} v_s(t) = \mu_0 \omega_0 u_e(t)$$

◇ Les solutions sont en

$$v_s(t) = \lambda e^{-t/\tau} + v_{s,\text{part}}(t)$$

◇ Et comme $\tau > 0$, la partie transitoire tend vers 0 et $v_s(t)$ (et par extension le montage) est bien stable.

◇ Numériquement

$$\frac{1}{\tau} \sim 10 \times 10 \times 10^5 \sim 10^7 \quad \rightsquigarrow \quad \tau \sim 10^{-7} \text{ s}$$

◇ Le régime permanent est donc très rapidement atteint.

★ retrouver l'AO idéal

◇ En régime permanent (ou du moins en régime quasistatique tel que $u_e(t)$ varie avec des constantes de temps bien plus grandes que τ) nous avons

$$v_{s,\text{part}}(t) = \frac{\mu_0 \omega_0}{(1 + \beta \mu_0) \omega_0} u_e(t) \quad \rightsquigarrow \quad v_{s,\text{part}}(t) = \frac{\mu_0}{1 + \beta \mu_0} u_e(t)$$

◇ Et pour un AO idéal, $\mu_0 \rightarrow \infty$, ce qui donne

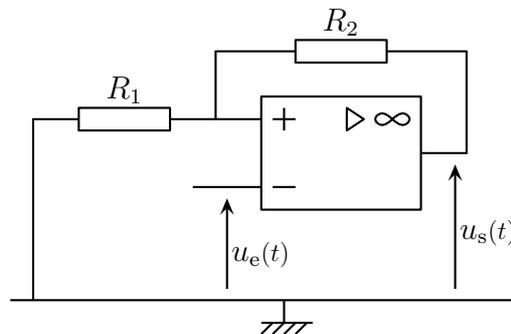
$$v_{s,\text{part}}(t) = \frac{1}{\beta} u_e(t) \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \rightsquigarrow \quad v_s(t) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_e(t)$$

◇ Nous retrouvons (et heureusement) le cas connu.

I.4.iii – montage instable

★ rien à refaire

◇ Permutons les deux bornes d'entrée.



◇ Cette permutation revient à changer ε en $-\varepsilon$.

◇ En effet, en notant A la borne « du haut » et B la borne « du bas », toutes les lois des nœuds en A et en B s'écrivent de la même manière que l'entrée soit inverseuse ou non.

◇ La seule chose qui change est que :

→ si l'entrée inverseuse est en A alors $\varepsilon = V_B - V_A$;

→ si l'entrée inverseuse est en B alors $\varepsilon = V_A - V_B$.

◇ Pour trouver l'équation différentielle vérifiée par $v_s(t)$ quand les bornes sont permutées, il suffit donc de changer le signe de ε et pour cela

Permuter les bornes d'un AO revient, techniquement, à changer μ_0 en $-\mu_0$.

★ **discussion**

◇ En changeant uniquement μ_0 , nous avons donc tout de suite l'équation vérifiée par $v_s(t)$

$$\frac{dv_s}{dt}(t) + \underbrace{\omega_0 (1 - \beta \mu_0)}_{1/\tau} v_s(t) = -\mu_0 u_e(t)$$

◇ Étant donné les valeurs numériques de β (de l'ordre de la fraction d'unité) et de μ_0 (de l'ordre de 10^5) nous avons $\tau < 0$.

◇ La solution s'écrit toujours

$$v_s(t) = \lambda e^{-t/\tau} + v_{s,\text{part}}(t)$$

◇ Mais comme $\tau < 0$, cette solution diverge lorsque $t > 0$.

◇ C'est donc bien un montage instable.

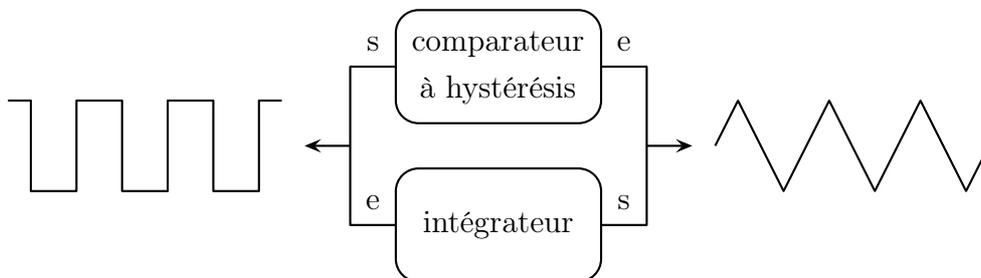
◇ Notons au passage que la divergence n'est que mathématique puisque, physiquement, la sortie saturera à $\pm V_{\text{sat}}$.

I.5 – Multivibrateur astable, version 1

I.5.i – schéma de principe

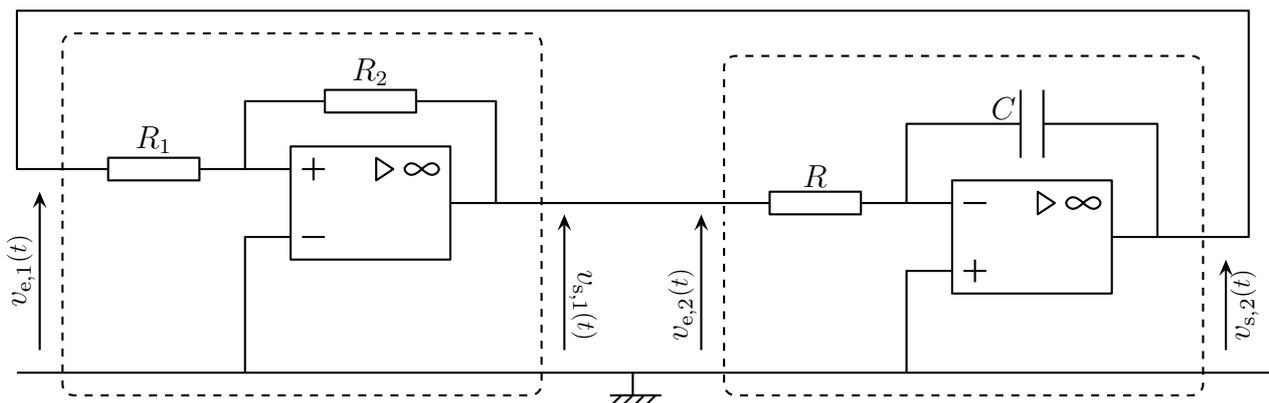
Un *multivibrateur astable* est un dispositif qui bascule régulièrement et spontanément entre deux valeurs différentes ou deux états différents.

◇ L'idée est de boucler deux montages sur eux-mêmes : un intégrateur et un comparateur.



I.5.ii – montage et analyse

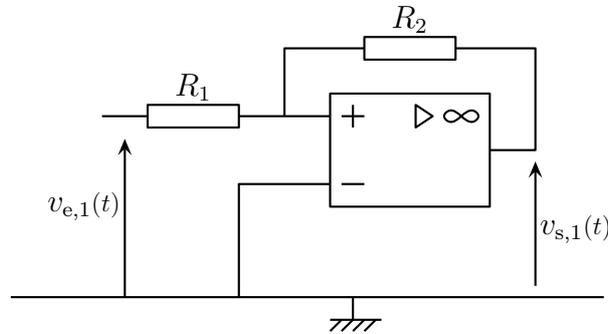
◇ Prenons un intégrateur et un comparateur à hystérésis tout simple.



I.5.iii – étude du comparateur

★ montage

◇ Reprenons uniquement le premier bloc.



◇ Remarquons tout d'abord que, quel que soit V_s , nous pouvons écrire la loi des nœuds en terme de potentiel à l'entrée non inverseuse, ce qui donne

$$\frac{V_e - V_+}{R_1} + \frac{V_s - V_+}{R_2} - 0 = 0 \quad \rightsquigarrow \quad V_+ = \frac{R_1 V_s + R_2 V_e}{R_1 + R_2}$$

★ saturation haute

◇ Supposons $v_{s,2} = +V_{\text{sat}}$.

◇ L'AO sera en régime de saturation haute tant que $\varepsilon > 0$.

◇ Or ici comme $V_- = 0$, la condition se réécrit

$$V_+ > 0 \quad \rightsquigarrow \quad \frac{+R_1 V_{\text{sat}} + R_2 V_e}{R_1 + R_2} > 0 \quad \rightsquigarrow \quad v_e > -\frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}$$

★ saturation basse

◇ Supposons cette fois $v_{s,2} = -V_{\text{sat}}$.

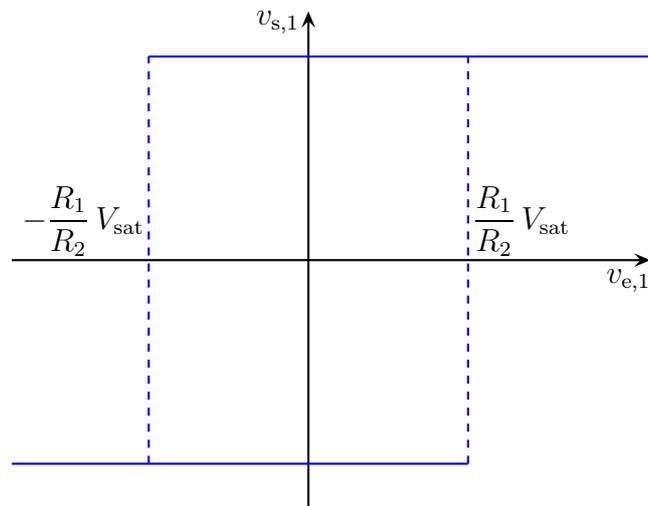
◇ L'AO sera en régime de saturation basse tant que $\varepsilon < 0$.

◇ Nous avons toujours $V_- = 0$ et donc la condition se réécrit

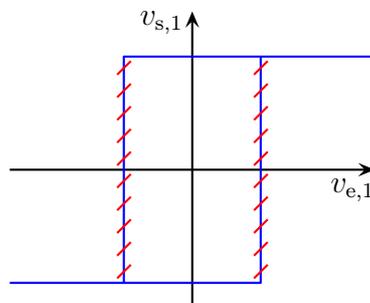
$$V_+ < 0 \quad \rightsquigarrow \quad \frac{-R_1 V_{\text{sat}} + R_2 V_e}{R_1 + R_2} < 0 \quad \rightsquigarrow \quad v_e < +\frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}$$

★ représentation graphique

◇ Graphiquement, nous pouvons représenter le fonctionnement de la manière suivante :



◇ Remarquons que la caractéristique n'est **pas** celle représentée ci-dessous car les parties verticales ne sont pas stables.

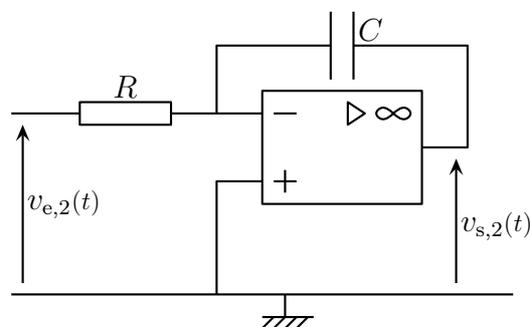


Pour qu'il y ait un phénomène d'hystérésis, il **faut** un montage non linéaire.

◇ En revanche, tout montage non linéaire n'engendre pas obligatoirement un phénomène d'hystérésis.

I.5.iv – intégrateur

◇ Reprenons le montage



◇ Nous avons, avec la méthode usuelle

$$\frac{dv_{s,2}}{dt}(t) = -\frac{1}{RC} v_{e,2}(t)$$

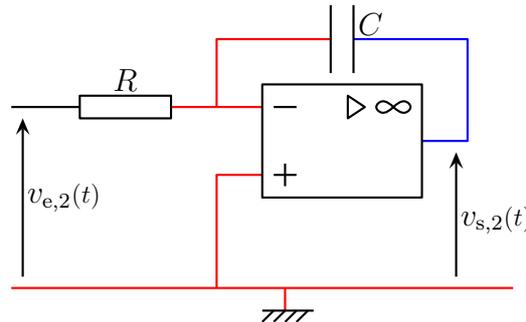
I.5.v – assemblage

★ qualitativement

- ◇ Imaginons que la sortie du comparateur soit $+V_{\text{sat}}$; alors
 - $v_{e,2}(t)$ est une constante positive ;
 - $v_{s,2}(t)$ décroît linéairement ;
 - $v_{e,1}(t)$ décroît linéairement ;
 - à un moment, le comparateur va basculer.
- ◇ De même si la sortie du comparateur est $-V_{\text{sat}}$; alors
 - $v_{e,2}(t)$ est une constante négative ;
 - $v_{s,2}(t)$ croît linéairement ;
 - $v_{e,1}(t)$ croît linéairement ;
 - à un moment, le comparateur va basculer.
- ◇ Les deux seuls cas possibles pour la sortie du comparateur amènent un basculement : le montage est bien un multivibrateur astable.

★ évolution temporelle de $v_{s,2}(t)$

- ◇ Remarquons tout d'abord que la tension $v_{s,2}(t)$ n'est autre que la tension aux bornes du condensateur.
- ◇ En effet, comme l'AO est en régime linéaire, $v_{s,2}(t)$ est la différence de tension entre les nœuds bleu et rouge.

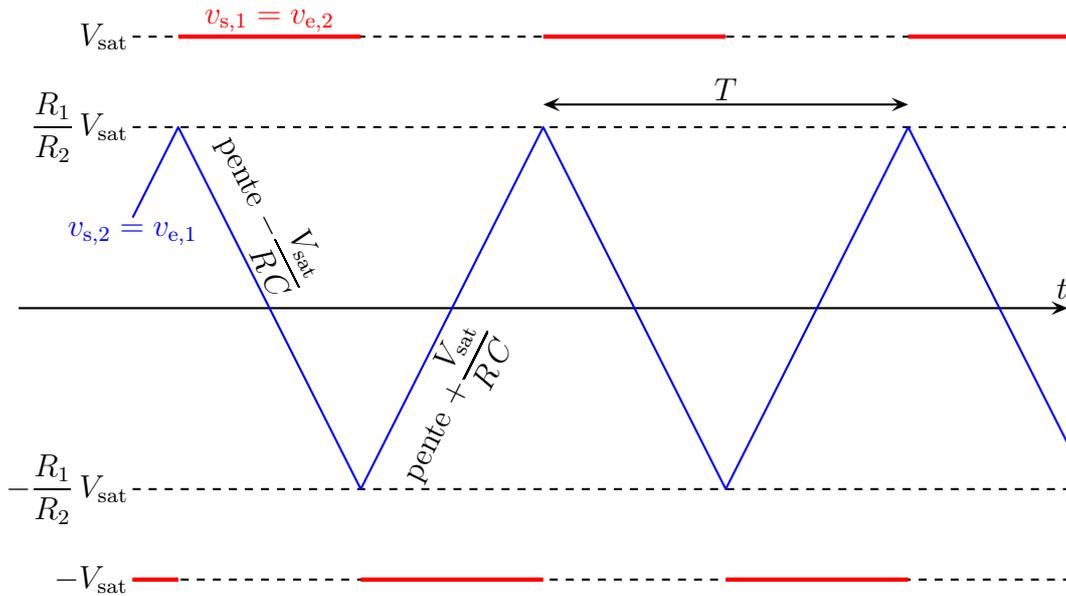


- ◇ Et comme $V_+ = V_-$, le potentiel de la masse est reporté en V_- .
- ◇ Enfin, comme la tension aux bornes d'un condensateur est une fonction mathématiquement continue du temps, nous pouvons en déduire que $v_{s,2}(t) = v_{e,1}(t)$ est une fonction mathématiquement continue du temps.
- ◇ Comme nous l'avons vu qualitativement :
 - $v_{s,2}(t) = v_{e,1}(t)$ croît ou décroît linéairement à la « vitesse » $\pm \frac{V_{\text{sat}}}{RC}$;
 - les basculements ont lieu lorsque $v_{e,1}(t)$ dépasse par valeur inférieure $-\frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}$ ou par valeur supérieure $+\frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}$.

I.5.vi – représentation temporelle

★ chronogrammes

- ◇ Compte tenu des remarques précédentes, nous pouvons tracer les chronogrammes suivants.



- ◇ Remarquons qu'il n'y a pas d'origine sur ce chronogramme car cela n'aurait pas véritablement de signification.
- ◇ $v_{s,2} = v_{e,1}$ a été construit :
 - affine par morceaux ;
 - continu ;
 - de pente $\pm \frac{1}{RC}$;
 - de valeur de basculement $\pm \frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}$.
- ◇ $v_{s,1} = v_{e,2}$ s'en déduit facilement : $v_{e,1}$ est négatif quand $v_{s,1}$ croît et réciproquement.

★ période

- ◇ Regardons une demi-période.
- ◇ Durant $T/2$, la tension varie de $2 \times \frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}$.
- ◇ Comme la pente est constante et qu'elle vaut $\frac{V_{\text{sat}}}{RC}$ nous avons

$$\frac{V_{\text{sat}}}{RC} = \frac{2 \times \frac{R_1}{R_2} V_{\text{sat}}}{\frac{T}{2}} \quad \rightsquigarrow \quad T = 4RC \times \frac{R_1}{R_2}$$

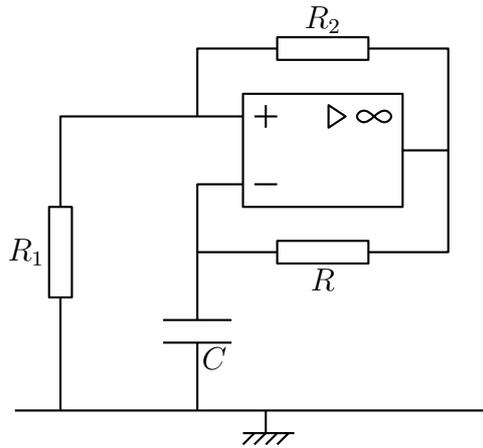
★ avantages

- ◇ Ce montage permet de générer en même temps un signal triangulaire et un signal rectangulaire de même fréquence.
- ◇ De plus, il est très facile de changer la fréquence en modifiant R_1 et même de changer de décade en changeant R_2 .
- ◇ Les inconvénients de ce montage sont liés aux AO : il faut rester dans des domaines de fréquences pas trop élevés pour éviter le slew rate et ne pas avoir besoin de trop de puissance.

I.6 – Multivibrateur astable, version 2

I-6.i – montage et principe

◇ Le montage est le suivant :



- ◇ L'idée est de compacter avec un seul AO le montage précédent.
- ◇ Il s'agit d'un montage comparateur à hystérésis dont l'entrée en V_- est un circuit RC alimenté directement par la sortie du montage comparateur.

I-6.ii – analyse qualitative du régime de fonctionnement

- ◇ Imaginons la situation où tous les potentiels sont nuls.
- ◇ Supposons que, suite à une perturbation électrique, $V_+(0^+) = \text{qq mV}$.
- ◇ Pendant ce temps là, comme la tension aux bornes du condensateur est une fonction mathématiquement continue du temps, nous aurons toujours $V_-(0^+) = 0$.
- ◇ Ces deux tensions impliquent immédiatement que $\varepsilon(0^+) > 0$.
- ◇ Dès lors $v_s(t)$ se met à augmenter car c'est le rôle d'un AO que d'amplifier ε avec un facteur 10^5 .
- ◇ Mais $v_s(t)$ augmentant, la rétroaction positive fait augmenter ε de manière instantanée alors que $v_-(t)$ ne peut pas suivre à cause du condensateur.
- ◇ $v_s(t)$ ne va donc cesser d'augmenter : le régime est bien instable.

I-6.iii – analyse détaillée du régime de fonctionnement

★ équation vérifiée par $V_s(t)$

- ◇ Supposons l'AO réel et en régime linéaire.
- ◇ La loi des nœuds en terme de potentiel s'écrit, à l'entrée non inverseuse,

$$\frac{0 - V_+}{R_1} + \frac{V_s - V_+}{R_2} - 0 = 0 \quad \rightsquigarrow \quad V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$$

◇ Nous noterons

$$V_+ = \beta V_s \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

- ◇ Remarquons au passage que cette relation est indépendante du régime de fonctionnement.
- ◇ Écrivons la loi des nœuds en terme de potentiel en $\underline{V_-}$ en notation complexe.

$$\frac{0 - \underline{V_-}}{\underline{Z_C}} + \frac{\underline{V_s} - \underline{V_-}}{R} - 0 = 0 \quad \rightsquigarrow \quad \underline{V_-} = \frac{\underline{Z_C}}{R + \underline{Z_C}} \times \underline{V_s} \quad \rightsquigarrow \quad \underline{V_-} = \frac{1}{1 + jRC\omega} \times \underline{V_s}$$

◇ La loi de fonctionnement de l'AO (réel) s'écrit

$$\underline{V_s} = \underline{\mu}(j\omega) (\underline{V_+} - \underline{V_-}) \quad \rightsquigarrow \quad \underline{V_s} = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \left(\beta - \frac{1}{1 + j RC \omega} \right) \underline{V_s}$$

◇ Cela donne tout d'abord

$$\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \right) (1 + j RC \omega) \underline{V_s} = \mu_0 (\beta (1 + j RC \omega) - 1) \underline{V_s}$$

◇ En développant et en regroupant tout à gauche

$$\left((j\omega)^2 \frac{RC}{\omega_0} + \left(\frac{1}{\omega_0} + RC - \mu_0 \beta RC \right) (j\omega) + 1 + \mu_0 - \beta \mu_0 \right) \underline{V_s} = 0$$

◇ Comme $\beta \lesssim 1$, nous avons

$$RC \ll \mu_0 \beta RC \quad \text{et} \quad 1 \ll \mu_0$$

◇ Et ainsi, nous pouvons simplifier en

$$\left((j\omega)^2 \frac{RC}{\omega_0} + \left(\frac{1}{\omega_0} - \mu_0 \beta RC \right) (j\omega) + \mu_0 - \beta \mu_0 \right) \underline{V_s} = 0$$

◇ Ce qui correspond à l'équation différentielle

$$\frac{RC}{\omega_0} \frac{d^2 v_s}{dt^2}(t) + \left(\frac{1}{\omega_0} - \mu_0 \beta RC \right) \frac{dv_s}{dt}(t) + (1 - \beta) \mu_0 v_s(t) = 0$$

★ stabilité

◇ Rappelons que, pour être stable, une équation du second ordre à coefficients constants doit avoir tous ses coefficients de même signe.

◇ Ici, nous avons tout d'abord $\frac{RC}{\omega_0} > 0$.

◇ De plus, comme $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} < 1$, nous avons aussi

$$(1 - \beta) \mu_0 > 0$$

◇ Pour le dernier coefficient, nous devons évaluer numériquement

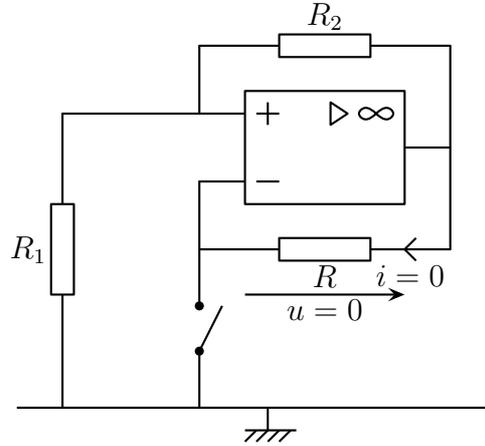
$$\frac{1}{\omega_0} \sim \frac{1}{2\pi \times 10} \sim 10^{-2} \text{ s} \quad \text{et} \quad \mu_0 \beta RC \sim 10^5 \times 0,1 \times 10^3 \times 100 \cdot 10^{-9} \sim 1 \text{ s}$$

◇ Finalement, nous avons $\frac{1}{\omega_0} - \mu_0 \beta RC < 0$: l'équation possède une solution instable, donc le montage est aussi instable.

◇ Nous venons de prouver que le montage fonctionne en régime non linéaire.

I-6.iv – stabilité

- ◇ Supposons que l'AO fonctionne en régime de saturation haute et que le régime permanent stationnaire soit atteint.
- ◇ Dans ces conditions, le condensateur se comporte comme un interrupteur ouvert et le montage est équivalent à :



- ◇ Comme le courant qui traverse R est nul, la tension à ses bornes est nulle et donc $V_- = V_s = +V_s$.
- ◇ Nous avons ainsi

$$\varepsilon = V_+ - V_- = \beta V_s - V_s \quad \rightsquigarrow \quad \varepsilon = (\beta - 1) V_s$$

- ◇ Mais comme $\beta < 1$, cela prouve que ε et V_s sont de signes opposés.
- ◇ Or, pour avoir $V_s = +V_{\text{sat}}$, il faut $\varepsilon > 0$, de même que pour avoir $V_s = -V_{\text{sat}}$, il faut $\varepsilon < 0$.
- ◇ Comme nous avons déjà prouvé que l'AO fonctionne en régime de saturation, nous ne pouvons que conclure sur l'astabilité du montage.
- ◇ De temps en temps, l'AO sera en saturation haute mais ne pourra pas y rester et, de temps en temps, l'AO sera en saturation basse mais ne pourra pas y rester.

I-6.v – fonctionnement complet

★ continuité et basculements

- ◇ Remarquons tout d'abord et de manière immédiate que la tension $v_-(t)$ est une fonction mathématiquement continue puisque c'est la tension aux bornes d'un condensateur.
- ◇ Nous savons aussi qu'il y a des basculements. Ceux-ci ne peuvent venir que de $\varepsilon(t)$ qui change de signe.
- ◇ Or, tant qu'il n'y a pas de basculement, $V_+(t) = \beta V_s$ est constant et $V_-(t)$ varie continûment.
- ◇ Par conséquent, $\varepsilon(t)$ varie continûment et, s'il change de signe à un instant, c'est que l'instant juste précédent il était nul.
- ◇ Cela signifie que les basculements auront lieu :
 - de $+V_{\text{sat}}$ à $-V_{\text{sat}}$ lorsque $V_-(t)$ atteint $+\beta V_{\text{sat}}$;
 - de $-V_{\text{sat}}$ à $+V_{\text{sat}}$ lorsque $V_-(t)$ atteint $-\beta V_{\text{sat}}$.

★ évolutions

- ◇ Considérons un état de saturation (haut ou bas) constant.
- ◇ Nous voyons alors un condensateur en série avec un résistor (car $i_- = 0$) et l'ensemble est soumis à $V_s = C^{\text{te}}$.
- ◇ Ce n'est ni plus ni moins qu'un circuit RC soumis à un échelon de tension.

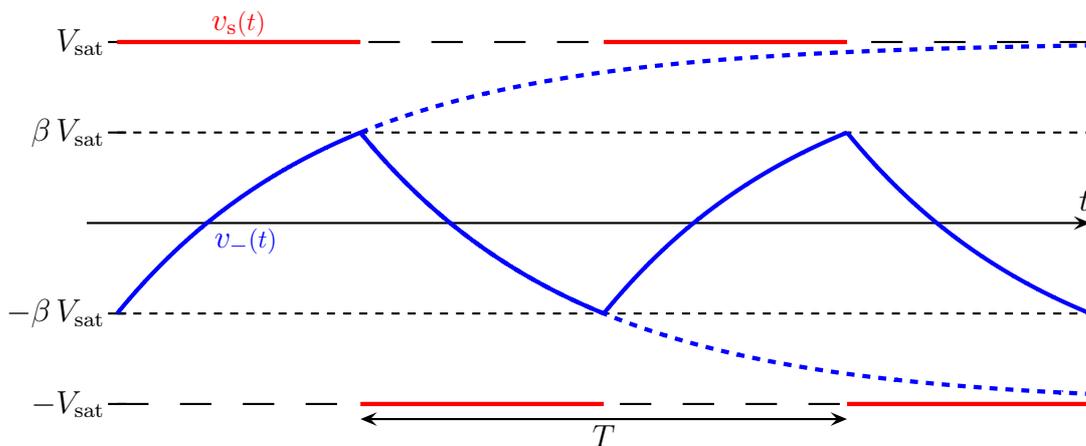
◇ Comme la tension du condensateur « cherche » à égaler celle du générateur, nous pouvons dire que les solutions s'écrivent

$$\begin{cases} v_-(t) = \lambda e^{-t/\tau} + V_{\text{sat}} & \text{en saturation haute} \\ v_-(t) = \mu e^{-t/\tau} - V_{\text{sat}} & \text{en saturation basse} \end{cases}$$

I.6.vi – représentation temporelle

★ chronogramme

◇ En repérant d'abord les valeurs de basculement $\pm\beta V_{\text{sat}}$ puis en traçant $v_-(t)$ continue avec des évolutions exponentielles pour chaque état de saturation, nous obtenons le chronogramme suivant.



★ période

◇ Comme nous pouvons le voir, la demi-période correspond à la durée que met $v_-(t)$ pour aller de $-\beta V_{\text{sat}}$ à $+\beta V_{\text{sat}}$.

◇ Sur cette demi-période, nous savons que la solution s'écrit

$$v_-(t) = \lambda e^{-t/\tau} + V_{\text{sat}}$$

◇ En imposant la condition initiale $v_-(0) = -\beta V_{\text{sat}}$, nous trouvons

$$v_-(t) = -(\beta + 1) V_{\text{sat}} e^{-t/\tau} + V_{\text{sat}}$$

◇ Pour trouver la période, nous n'avons donc plus qu'à résoudre

$$-(\beta + 1) V_{\text{sat}} e^{-T/(2\tau)} + V_{\text{sat}} = \beta V_{\text{sat}}$$

◇ Cela donne

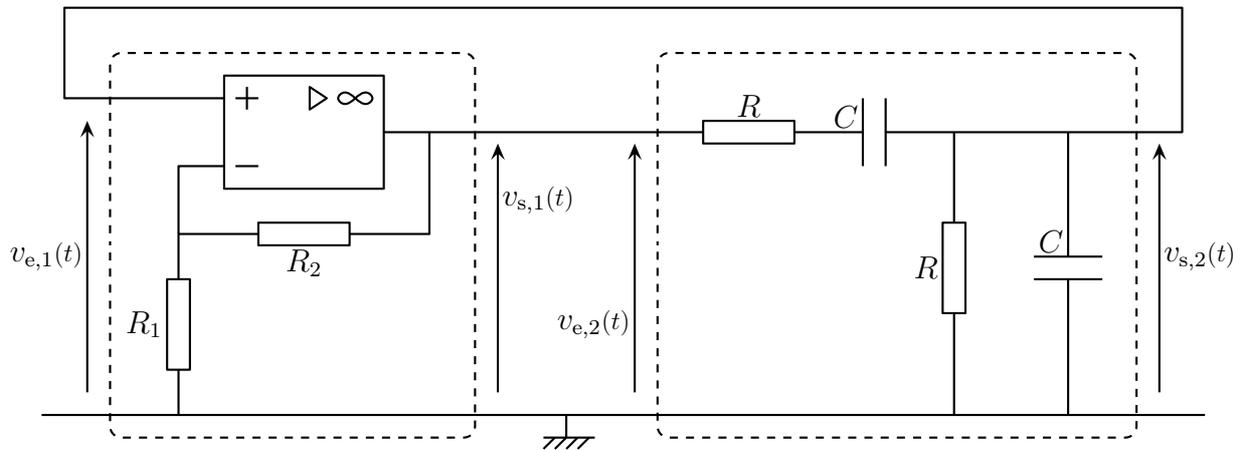
$$e^{-T/(2\tau)} = \frac{1 - \beta}{1 + \beta} \quad \rightsquigarrow \quad T = 2\tau \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta}$$

◇ Comme nous pouvons le constater avec le chronogramme ci-dessus, plus β se rapproche de 1, plus la période est grande.

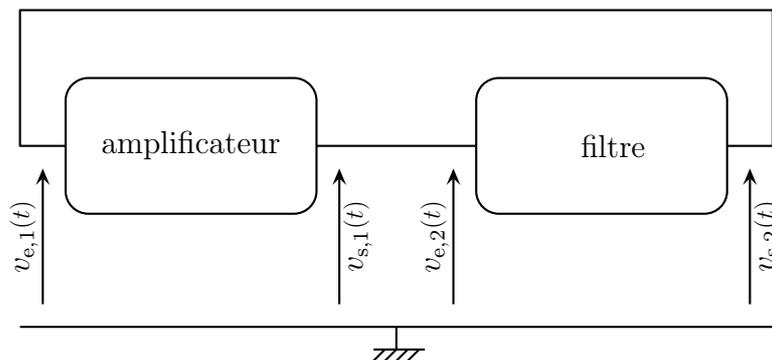
I.7 – Oscillateur sinusoïdal

I.7.i – montage

◇ Considérons le montage ci-dessous.



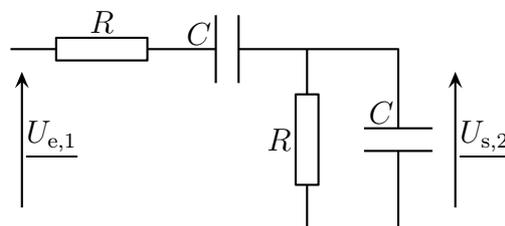
◇ En isolant les différents morceaux, nous reconnaissons le schéma de principe suivant.



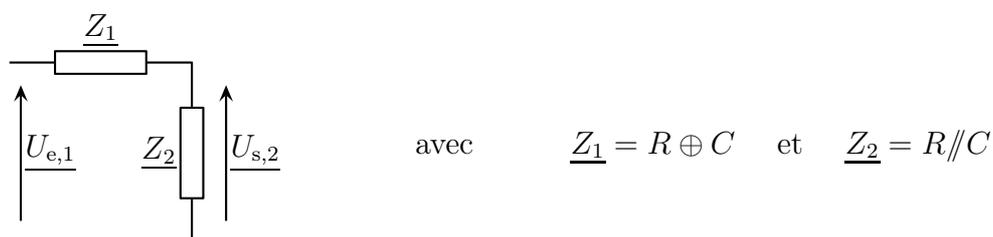
◇ Regardons d'un peu plus près ce qu'il en est.

I.7.ii – fonction de transfert du filtre

◇ Isolons le filtre, appelé filtre de WIEN.



◇ Ce filtre est équivalent à



◇ Comme \underline{Z}_1 et \underline{Z}_2 sont en série, nous avons immédiatement

$$\frac{\underline{U}_{s,2}}{\underline{U}_{e,2}} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_1} \quad \text{avec} \quad \underline{Z}_1 = \frac{1}{jC\omega} + R \quad \text{et} \quad \underline{Z}_2 = \frac{R \times \frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{R}{1 + jRC\omega}$$

◇ Cela donne, d'abord en multipliant par $jC\omega$,

$$\frac{\underline{U}_{s,2}}{\underline{U}_{e,2}} = \frac{\frac{R}{1 + jRC\omega}}{\frac{R}{1 + jRC\omega} + \frac{1}{jC\omega} + R} \quad \rightsquigarrow \quad \frac{\underline{U}_{s,2}}{\underline{U}_{e,2}} = \frac{\frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega}}{\frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} + 1 + jRC\omega}$$

◇ Éliminons ensuite le dénominateur $1 + jRC\omega$

$$\frac{\underline{U}_{s,2}}{\underline{U}_{e,2}} = \frac{jRC\omega}{jRC\omega + (1 + jRC\omega)^2} \quad \rightsquigarrow \quad \frac{\underline{U}_{s,2}}{\underline{U}_{e,2}} = \frac{jRC\omega}{1 + 3jRC\omega + (jRC\omega)^2}$$

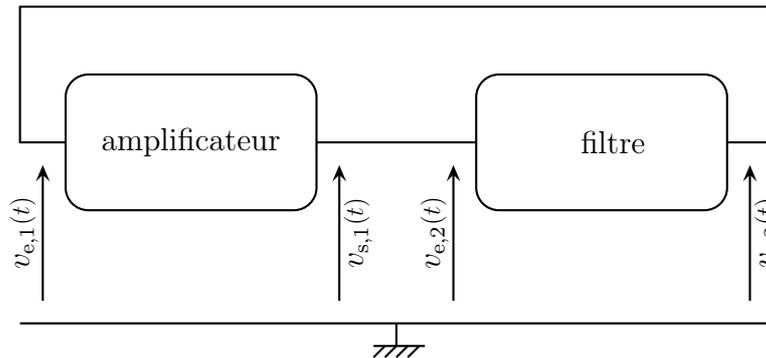
◇ Nous obtenons donc la fonction de transfert

$$\frac{\underline{U}_{s,2}}{\underline{U}_{e,2}} = \frac{jx}{1 - x^2 + 3jx} \quad \text{avec} \quad x = \frac{\omega}{\omega_0} \quad \text{et} \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

◇ Il s'agit d'un filtre passe-bande.

I.7.iii – association

◇ Reprenons le schéma de principe.



◇ Comme l'amplificateur est un amplificateur non inverseur, nous savons que

$$\underline{U}_{s,1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \underline{U}_{e,1} \stackrel{\text{not}}{=} A \underline{U}_{e,1} \quad \text{avec} \quad A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

◇ Or, le filtre impose

$$\underline{U}_{s,2} = \underline{H}(jx) \underline{U}_{e,2}$$

◇ Comme les deux étages sont bouclés, cela impose

$$\underline{U}_{e,2} = \underline{U}_{s,1} \quad \text{et} \quad \underline{U}_{s,2} = \underline{U}_{e,1} \quad \rightsquigarrow \quad \underline{U}_{s,1} = A \underline{H}(jx) \underline{U}_{s,1}$$

◇ Ce qui se réécrit

$$(1 - A \underline{H}(jx)) \underline{U}_{s,1} = 0$$

◇ Nous avons donc $\underline{U}_{s,1} \dots$ sauf si

$$1 - A \underline{H}(jx) = 0$$

I.7.iv – condition d'accrochage

★ d'après la loi de fonctionnement

◇ Pour avoir une sortie non nulle, il *faut* donc

$$H(jx) = \frac{1}{A}$$

◇ Cela implique notamment que la fonction de transfert *doit* être réelle puisque A l'est.

◇ Réécrivons la fonction de transfert

$$\underline{H}(jx) = \frac{jx}{1 - x^2 + 3jx} \quad \rightsquigarrow \quad \underline{H}(jx) = \frac{1}{j(x - 1/x) + 3}$$

◇ Pour qu'elle soit réelle il *faut* donc $x = 1$.

◇ Cela implique de fait $\underline{H}(j) = \frac{1}{3}$, soit $A = 3$.

★ comment faire en pratique ?

◇ En TP, nous ferons varier R_2 jusqu'à la valeur $R_2 \sim 2R_1$ et nous verrons alors apparaître spontanément des oscillations.

◇ L'énergie nécessaire aux oscillations provient de l'alimentation de l'AO.

◇ Avec R_2 nettement plus grand que $2R_1$, il y aurait aussi des oscillations mais qui seraient distordues.

◇ Cela ne rentre pas en contradiction avec ce qui précède car l'amplitude des oscillations est limitée par un phénomène non linéaire : la saturation de l'AO.

II – Diode

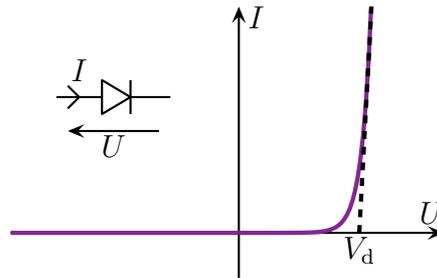
- ◇ Il n'y a pas de véritable nouvelles notions dans cette partie, nous nous contenterons de faire des rappels.

II.1 – Présentation

II.1.i – symbole, convention et caractéristique

★ diode réelle

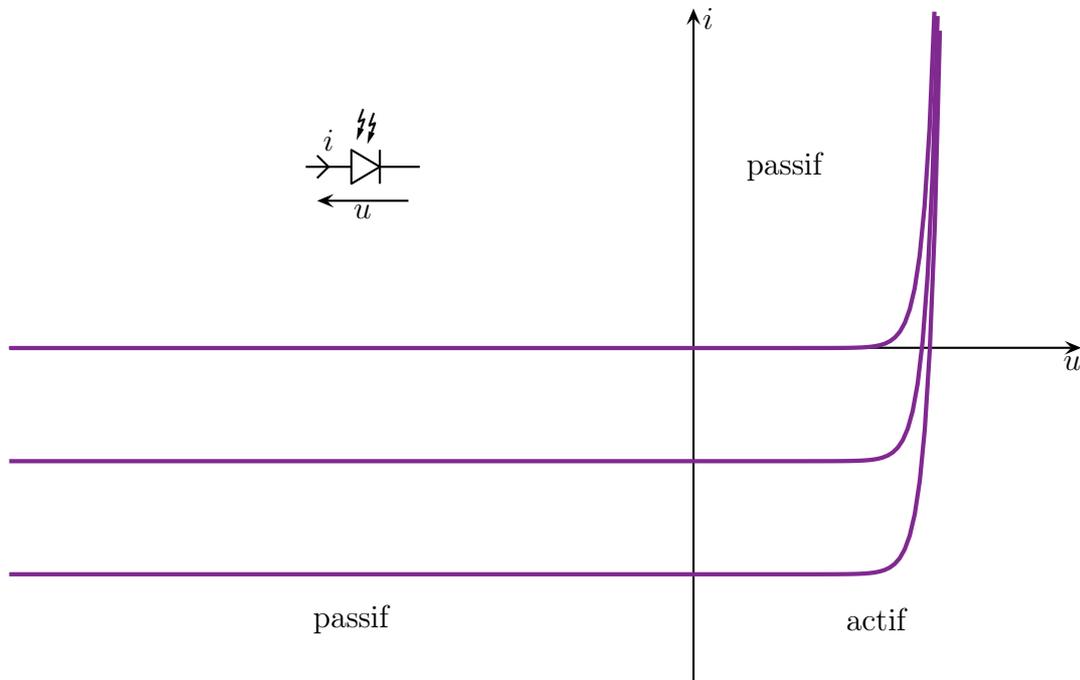
- ◇ Une diode réelle a cette caractéristique.



- ◇ V_d est la tension de seuil.

★ en vrai c'est une photodiode

- ◇ En réalité, les diodes sont toutes des photodiodes, *i.e.* des composants influencés par la quantité de lumière reçue.



- ◇ Techniquement, cela se traduit par

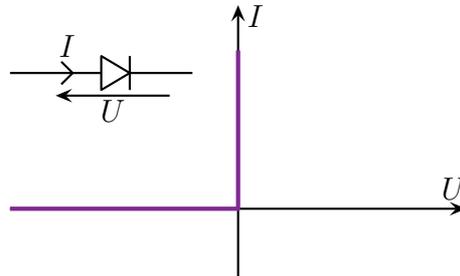
$$i(u) = I_0 \left(e^{u/V_0} - 1 \right) - I(\Phi) \quad \text{avec} \quad \Phi \text{ le flux lumineux}$$

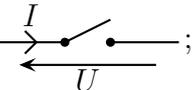
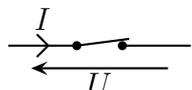
- ◇ Plus la diode est éclairée, plus le décalage se fait vers le bas.
 ◇ Nous voyons aussi qu'il existe un domaine dans lequel la photodiode est *active*, au sens où elle *fournit* de l'énergie au circuit électrique : elle est alors tout simplement appelée « photopile ».

II.1.ii – modélisation

★ diode idéale

La *diode idéale* possède la caractéristique suivante :

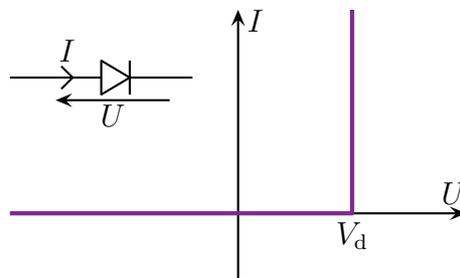


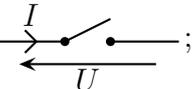
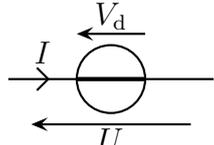
- lorsque la diode est bloquée, elle se comporte comme  ;
- lorsque la diode est passante, elle se comporte comme .

- ◇ C'est *a priori* le modèle que nous utiliserons spontanément quand rien ne nous sera imposé.
- ◇ Ce modèle n'est certes pas très juste mais permet au moins l'analyse qualitative.

★ diode idéale à tension de seuil non nulle

La *diode idéale à tension de seuil non nul* possède la caractéristique suivante :



- lorsque la diode est bloquée, elle se comporte comme  ;
- lorsque la diode est passante, elle se comporte comme .

- ◇ Il s'agit là d'un modèle bien meilleur pour étudier analytiquement les circuits et notamment expliquer les effets de seuil.
- ◇ Notons que la tension de seuil d'une diode est de l'ordre de 0,6 V et peut monter jusqu'à 1 V pour des LED.

★ diode linéarisée

◇ C'est un modèle assez lourd qui n'a pas tellement d'intérêt formel au-delà de la définition de la résistance dynamique de la diode.

Le *modèle linéaire* de la diode réelle possède la caractéristique suivante :

→ lorsque la diode est bloquée, elle se comporte comme

→ lorsque la diode est passante, elle se comporte comme

r est appelée la *résistance dynamique* de la diode et est de l'ordre du ohm.

★ méthode pour étudier un circuit à diode

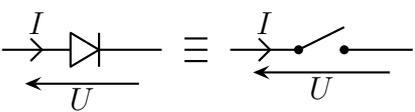
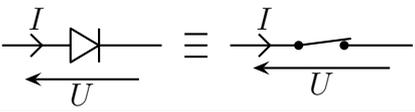
◇ Comme tout ce qui est non linéaire, l'idée consiste à :

- choisir une hypothèse ;
- poser l'égalité que cela implique ;
- vérifier l'inégalité nécessaire à la validité de l'hypothèse.

◇ Rappelons uniquement ici les méthodes pour les modèles de diodes les plus couramment utilisés.

Pour la diode idéale à tension de seuil non nul :

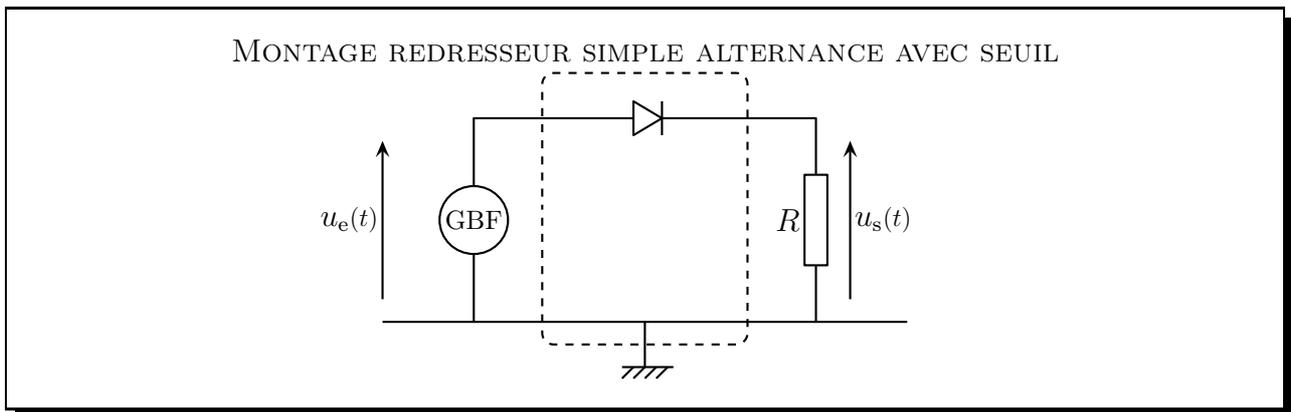
hypothèse	« à poser »	« à vérifier »
diode bloquée	$I = 0$ et 	$U \leq V_d$
diode passante	$U = V_d$ et 	$I \geq 0$

Pour la diode idéale :		
hypothèse	« à poser »	« à vérifier »
diode bloquée	$I = 0$ et 	$U \leq V_d$
diode passante	$U = 0$ et 	$I \geq 0$

II.2 – Redresseurs

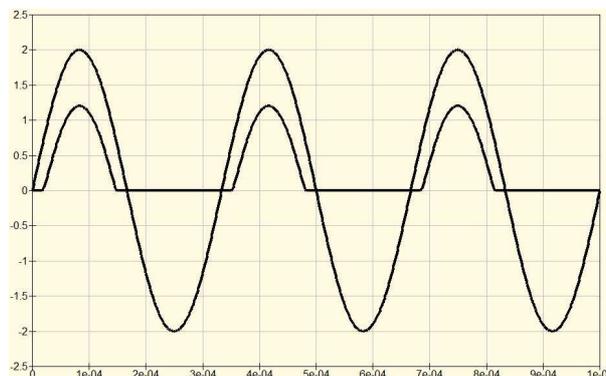
II.2.i – simple alternance avec seuil

★ circuit à connaître



★ représentation graphique

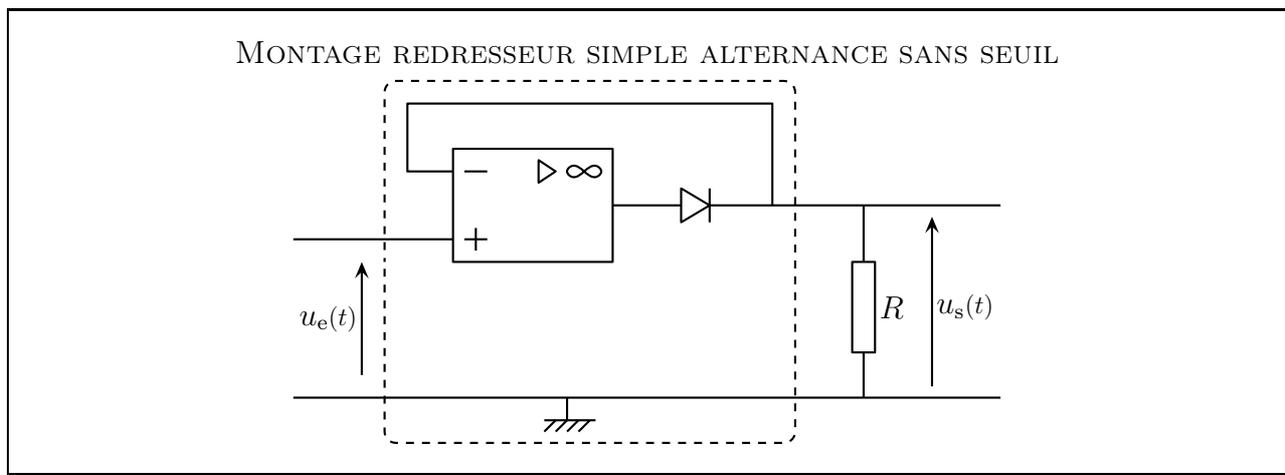
- ◇ L'inconvénient principal de ce montage est l'effet de seuil.
- ◇ Cela n'est pas forcément grave pour des tensions élevées, mais pour des tensions d'amplitude faible et des tensions de seuils non négligeables (comme avec les LED) il est impératif d'en tenir compte.
- ◇ Ci-dessous, une simulation réalisée avec le logiciel Qucs¹.



1. Sauf précision contraire, toutes les simulations ont été réalisées avec ce logiciel dont l'acronyme signifie Quite Universal Circuit Simulator.

II.2.ii – simple alternance sans seuil

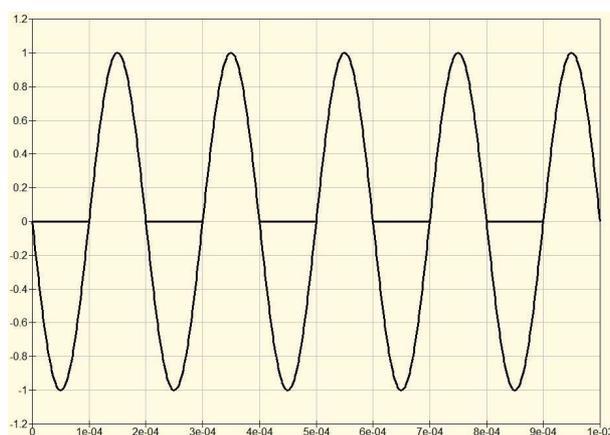
★ circuit à connaître



◇ L'idée est simple : il s'agit de compacter en un seul circuit un montage suiveur et un montage redresseur.

★ représentation graphique

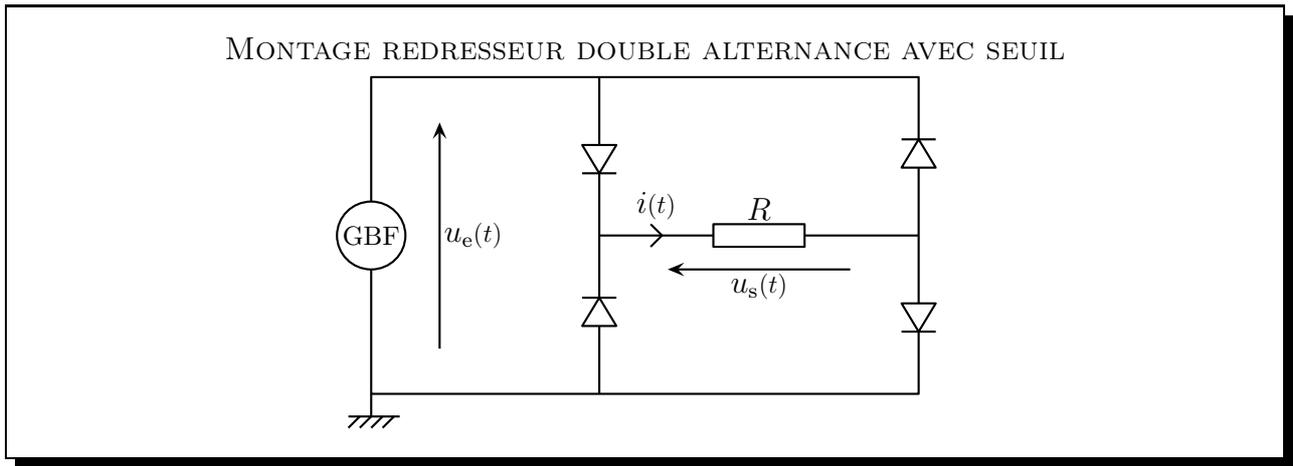
◇ Ce montage fonctionne bien comme le montre la simulation ci-dessous.



◇ Malgré tout, dès que la fréquence augmente, il peut présenter des défauts dus à l'AO.

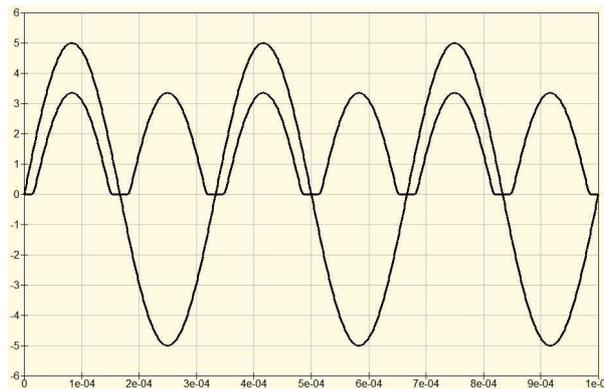
II.2.iii – double alternance avec seuil

★ circuit à connaître



★ représentation graphique

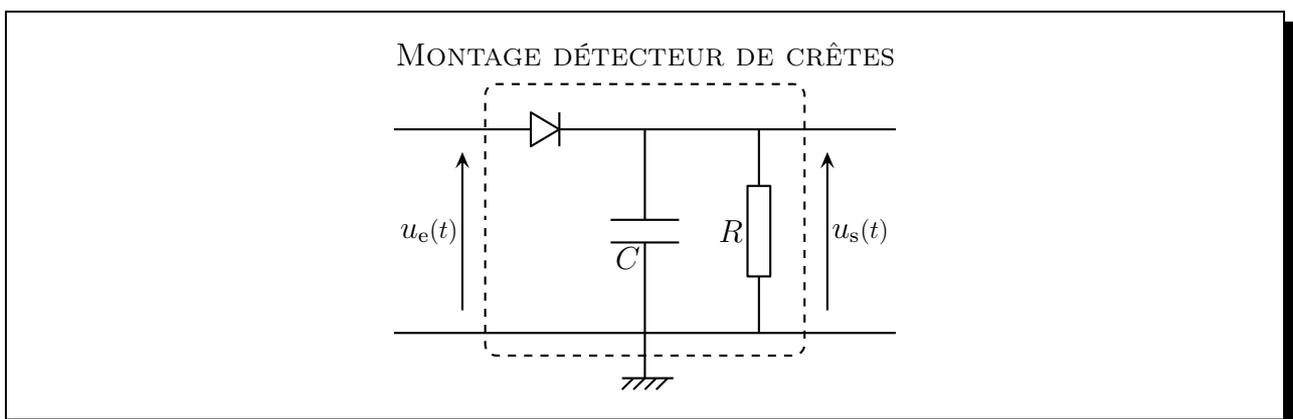
◇ Comme pour le redresseur simple alternance, il y a un effet de seuil ici, comme le montre la simulation suivante :



II.3 – Détecteur de crêtes

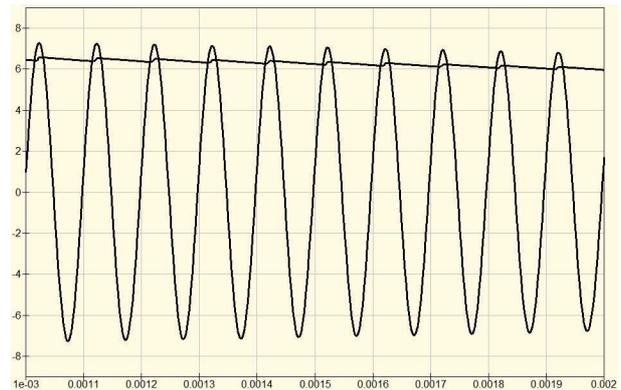
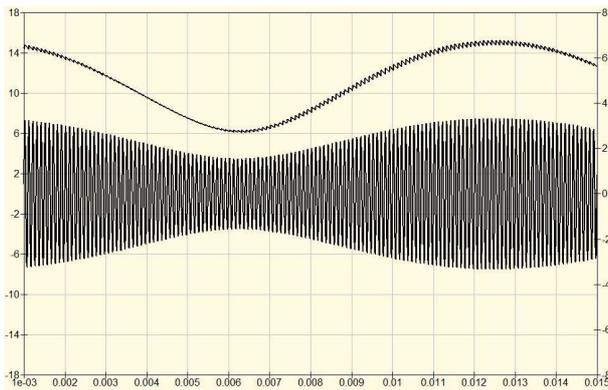
II.3.i – avec seuil

★ circuit à connaître



★ représentation graphique

◇ Ce montage fonctionne bien (mais il y a toujours un effet de seuil). Voici une simulation :

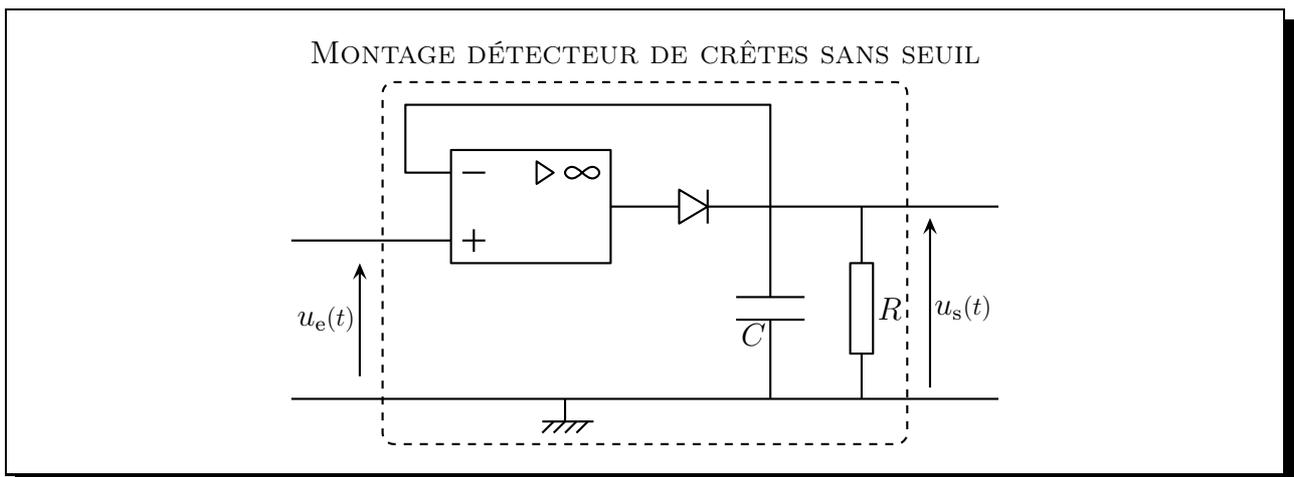


◇ Le seul inconvénient, qui n'en est pas vraiment un, est qu'il faut bien adapter la durée caractéristique du circuit RC pour limiter autant que possible l'effet « dent de scie ».

◇ Il est possible de mettre un passe-bas en sortie de ce montage pour filtrer les « dents de scie ».

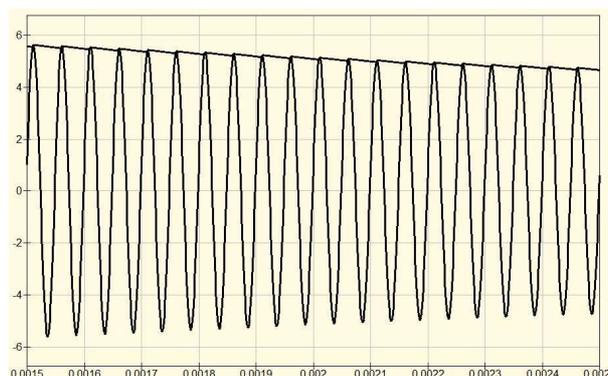
II-3-ii – sans seuil

★ circuit à connaître



★ représentation graphique

◇ Comme précédemment, la sortie de ce montage ne présente aucune surprise comme le montre la simulation ci-dessous :



◇ Il faut malgré tout faire attention, en hautes fréquences, aux défauts de l'AO.

Circuits électroniques

Au niveau du cours

★ Programme concerné

- ◇ Programme de 1^{re} année :
 - IV.B. Réalisation de fonctions élémentaires.
- ◇ Programme de 2^e année :
 - II.4. Multivibrateur astable.

★ Les définitions

- ◇ Sont à savoir :
 - amplificateur opérationnel, entrée inverseuse, entrée non inverseuse, borne de sortie ;
 - régime linéaire, régime de saturation / de commutation ;
 - tension de saturation ;
 - tension de décalage, courants de polarisation, résistance d'entrée / de fuite / de sortie ;
 - slew rate, limitation en amplification ;
 - amplification complexe d'un AO, amplification statique d'un AO ;
 - filtre de WIEN ;
 - diode, tension de seuil ;
 - modèle linéaire d'une diode, diode idéale à tension de seuil non nul, diode idéale ;
 - diode passante / bloquée ;
 - redresseur, détecteur de crête ;
 - transformateur d'isolement.

★ Les grandeurs

- ◇ Connaître les valeurs de :
 - tension de saturation d'un AO, l'intensité des courants de polarisation, amplification statique ;
 - tension de seuil d'une diode.

★ Les lois

- ◇ Sont à connaître :
 - la relation entre le potentiel complexe de sortie \underline{V}_s et la tension d'entrée $\underline{\varepsilon}$;
 - les relations entre $v_s(t)$ et $\varepsilon(t)$ pour un AO *idéal* lors des fonctionnements linéaire et non linéaire ;
 - les comportements passant et bloqué d'une diode modélisée.

★ la phénoménologie

- ◇ Connaître :
 - le principe de fonctionnement d'un AO ;
 - le principe de fonctionnement d'une diode ;
 - les montages suiveur, amplificateur inverseur et non inverseur, intégrateur, dérivateur, comparateur simple, comparateur à hystérésis ;
 - le schéma de principe du montage astable comprenant un comparateur et un intégrateur ;
 - les modèles électrocinétiques équivalents de la diode ;
 - les montages redresseur simple alternance avec / sans seuil et double alternance avec seuil.

Au niveau des savoir-faire

★ outils mathématiques

◇ Connaître la condition de stabilité d'une équation différentielle linéaire du 2^e ordre.

★ petits gestes

◇ Savoir :

- appliquer la méthode d'étude des circuits non linéaires (AO en régime de saturation ou diode) ;
- trouver si un circuit à AO est *a priori* en régime linéaire ou pas.

★ exercices classiques

◇ Savoir :

- retrouver **très** rapidement (ou connaître) les relations sortie / entrée des montages usuels à AO ;
- prévoir rapidement le régime de fonctionnement d'un AO dans les cas simples (une seule rétroaction) ;
- retrouver des conditions d'oscillations spontanées.